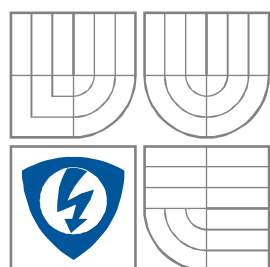


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MODELY SYSTÉMU LTE

LTE SYSTÉM MODELS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

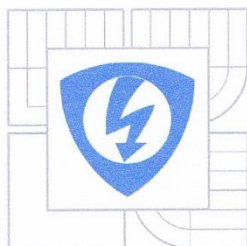
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Petr Navrátil

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Petr Navrátil
Ročník: 2

ID: 119546
Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Modely systému LTE

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte způsob zpracování signálu v systému LTE. Zaměřte se na fyzickou vrstvu systému. Vytvořte blokové schéma pro zpracování signálu.

Ve vhodném programovém prostředí (doporučen MATLAB) vytvořte matematický model systému LTE pro uplink i downlink. Funkčnost modelu ověřte.

Do vytvořeného modelu implementujte model přenosového prostředí s nastavitelným útlumem.

Proveďte simulace přenosu signálu a stanovte závislost chybovosti BER na poměru C/N resp. S/N.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SESIA, S., TOUFIK, I., BAKE, M. LTE - The UMTS Long Term Evolution. Chichester: J. Wiley & Sons, 2009.

[2] HANZO, L., AKHTMAN, J., WANG, L., JIANG, M. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX. Chichester: J. Wiley & Sons, 2011.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Diplomová práce se zaměřuje na část nastávající mobilní sítě LTE. Konkrétně rozebírá fyzickou vrstvu LTE, která je zde rozdělena na 4 základní části: Fyzické kanály a modulace, Multiplexování a kanálová modulace, Procedury ve fyzické vrstvě a Měření na fyzické vrstvě. Každou část popisuje příslušná norma vydaná společností 3GPP [1], u které jsou uvedeny i aktuální specifikace, ze kterých je tvořena tato práce. Pro pochopení problematiky se předpokládá základní znalost systémů OFDM, který systém LTE využívá. V další části se práce věnuje tvorbě matematického modelu fyzické vrstvy vytvořené v programu Matlab. Tento model je zaměřen na stanovení chybovosti vzniklé přenosem dat přes konkrétní rádiové prostředí.

Klíčová slova

LTE, fyzická vrstva, fyzické kanály a signály, segmentace, kanálové kódování, mapování, OFDM, SC-FDMA, HARQ, matematický model, rádiové kanály, BER

Abstract

Master's thesis is focused on part of mobile network named LTE. Project is analyzes the LTE physical layer, which is divided into four basic parts: Physical channels and modulation, Multiplexing and channel coding, Physical layer procedures, Physical layer measurements. Every part is described by actual 3GPP standard [1]. To understand the problem is expected a reader basic knowledge of OFDM systems, which the LTE system uses. The next part of this master's thesis is dedicated to mathematic model physical layer of system LTE, created by program Matlab. This model is designed to measure errors in data transmission.

Keywords

LTE, physical layer, physical channels and signals, segmentation, channel coding, mapping, OFDM, SC-FDMA, HARQ, mathematic model, radio channel, BER

NAVRÁTIL, P. *Modely systému LTE*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 72 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Stanislav Hanus, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Modely systému LTE jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Stanislavu Hanusovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem CZ.1.07/2.3.00/20.0007
Wireless Communication Teams
operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



evropský
sociální
fond v ČR



EVROPSKÁ UNIE



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdelávání
pro konkurenceschopnost

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem
a státním rozpočtem České republiky.

OBSAH

Úvod.....	9
1. Systém LTE.....	9
1.1 Architektura sítě.....	9
1.2 Rádiové kanály systému LTE	10
1.3 Multiplex v systému LTE	11
1.3.1 Vícecestné šíření	11
1.3.2 Downlink (OFDM)	11
1.3.3 Uplink (SC-FDMA)	12
1.4 Systémy s více anténami (MIMO).....	12
2. Fyzická vrstva systému LTE.....	13
2.1 Fyzické kanály a modulace (36.211).....	13
2.1.1 Struktura obecného rámce	13
2.1.2 Struktura obecného slotu.....	14
2.1.3 Zdrojový blok a zdrojový element	15
2.1.4 Konfigurovatelná šířka pásma	16
2.1.5 Fyzické signály pro downlink	16
2.1.6 Fyzické kanály pro downlink.....	17
2.1.7 Generování signálu pro downlink	17
2.1.8 Fyzické signály pro uplink.....	21
2.1.9 Fyzické kanály pro uplink	21
2.1.10 Generování signálu pro uplink	22
2.1.11 Fyzický kanál s náhodným přístupem (Physical Random Access Channel – PRACH)	23
2.1.12 Mapování časového duplexu (TDD) do zdrojového bloku	24
2.2 Multiplexování a kanálové kódování (36.212)	25
2.2.1 Mapování kanálů	25
2.2.2 Kanálové kódování, multiplexování a prokládání.....	25
2.2.3 Zpracování uplink sdíleného kanálu (Uplink Shared Channel)	30
2.2.4 Zpracování kanálů ve směru downlink	31
2.2.5 Downlink kódování řídicích informací (DCI)	33
2.3. Procedury ve fyzické vrstvě (36.213)	35
2.3.1 Požadavek na automatické opakování přenosu (ARQ a HARQ)	35
2.3.2 Adaptivní modulace a kódování (Adaptive Modulation and Coding)	37
2.3.3 Synchronizace a vyhledávání buňky	37
2.3.4 Náhodný přístup (PRACH)	38
2.3.5 Uplink Control signaling	40
2.4 Měření na fyzické vrstvě (36.214).....	41
2.4.1 Měření uživatelského zařízení (UE Physical layer Measurements)	41
2.4.2 Měření základnovou stanicí (Evolved NodeB Physical Layer Measurements)	42
3. Popis realizovaného modelu.....	43
3.1 Model pro downlink	43
3.2 Model pro uplink.....	44
3.3 Grafické rozhraní modelu	44
3.4 Přenosové rádiové prostředí.....	46
3.4.1 Přenosové rádiové kanály	46

3.4.2 Ekvalizace kanálu.....	48
4. Výsledky simulace na vytvořeném modelu.....	49
4.1 Naměřené charakteristiky chybovosti	49
4.1.1 AWGN rádiový kanál	49
4.1.2 Rayleigh kanál	51
4.1.3 FlatRayleigh kanál	53
4.1.4 Pedestrian-A kanál (BlockFading).....	55
4.1.5 Rice kanál	57
4.1.6 Porovnání rádiových kanálů dle použité modulace	58
4.2 Měření zkreslení obrázku.....	61
4.3 Modulace	63
4.4 Mapování rámce	63
4.5 Spektrum signálu.....	65
4.6 Odhad kanálu	66
4.7 Výpočetní náročnost modelu	67
Závěr	68
Seznam použité literatury	69
Seznam zkratek.....	71

Úvod

Systém LTE je mobilní systém 3. generace, který vylepšuje současné datové přenosy. Dovoluje přenos přes bezdrátové prostředí až 100 Mbit/s. Tato práce se zaměřuje na popis a modelování fyzické vrstvy systému LTE. Jako programu k modelování je využit program Matlab.

Část popisující obecně LTE z pohledu architektury a rádiového rozhraní je popsána v kapitole č. 1. Dále, dle standardu 3GPP [1], je popis fyzické vrstvy systému LTE popsán pomocí dokumentů označených jako Fyzické kanály a modulace (36.211) [3], Multiplexování a kanálové kódování (36.212) [4], Procedury ve fyzické vrstvě (36.213) [5] a Měření na fyzické vrstvě (36.214) [6]. Samotná práce je takto i rozdělena v kapitole č. 2.

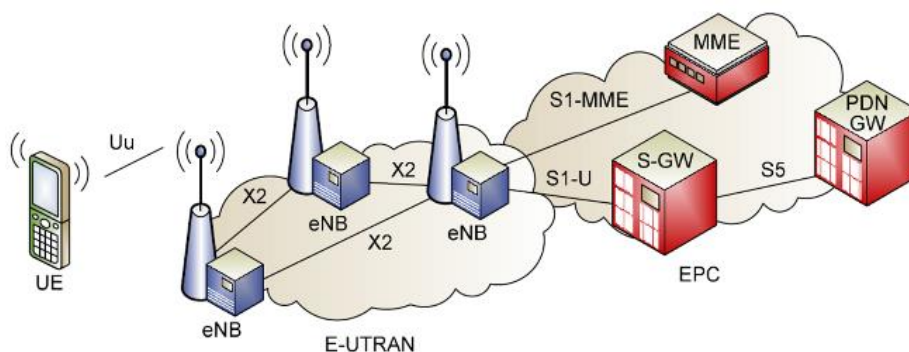
Ve 3. kapitole je uveden popis vytvořeného matematického modelu fyzické vrstvy v prostředí programu Matlab. V poslední 4. kapitole jsou prezentovány výstupy vytvořeného matematického modelu.

1. Systém LTE

Systém LTE se řadí do mobilních systémů 3. generace, je vyvíjen společností 3GPP [1]. Svým způsobem se jedná o přípravu na přechod do 4. generace, kterou tvoří již připravovaný systém LTE – Advance. Systém LTE nabízí především zvýšení přenosové rychlosti, teoreticky 100 Mbit/s pro downlink a 50 Mbit/s pro uplink. Komunikační odezva bude oproti předchozím systémům značně snížena na hranici 10 ms.

1.1 Architektura sítě

LTE systém využívá principu IP komunikace (MIP – Mobile IP). Komunikace tedy probíhá výhradně pomocí paketů, výhodou je nízká odezva v rádiovém rozhraní (teoreticky < 10 ms) a vyšší spektrální účinnost.

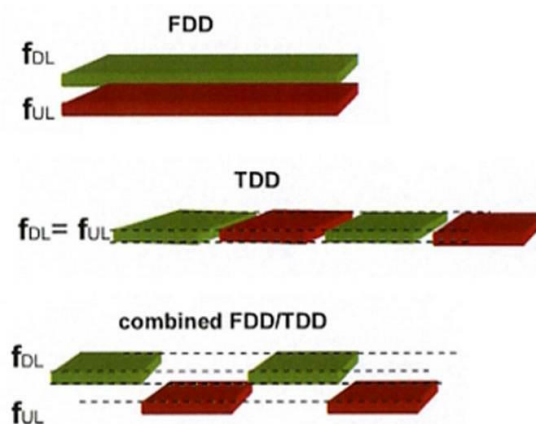


Obr. č. 1: Základní architektura systému LTE [2]

Skládá se ze dvou základních částí EPC (Evolved Packet Core) a E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network). E-UTRAN je spojení jednotlivých základnových stanic eNB (evolved NodeBs), které tvoří bránu mezi rádiovým rozhraním a páteří sítě. Rádiové rozhraní mezi uživatelským rozhraním UE (User Equipment) a eNB se nazývá rozhraní Uu. Služby a řízení v síti probíhá pomocí EPC části, kde je k dispozici MME (Mobility Management Entity), které zajišťuje mobilitu, paging, zabezpečení signálu apod. Dále S-GW (serving Gateway) nahrazující uživatelské rozhraní SGSN u starších typů sítě a PDN-GW (Packet Data Network Gateway).

1.2 Rádiové kanály systému LTE

Systém LTE dovoluje komunikaci symetricky (párově) nebo nesymetricky (nepárově). Při symetrické komunikaci používá uplink a downlink odlišné frekvence vzájemně vzdáleny o danou hodnotu pro konkrétní pásmo (viz Tab. č. 1). Pouze při použití symetrické komunikace (FDD) dosáhneme nejvyšší přenosové rychlosti. Při použití nesymetrické komunikace se naváže spojení na dané konstantní frekvenci a komunikace probíhá v časových okamžicích střídavě, jedná se tedy o časový duplex (TDD). Systém může použít i kombinovaný režim, tedy FDD/TDD.



Obr. č. 2: Časový a kmitočtový duplex (TDD, FDD) [2]

Dle specifikací společnosti 3GPP [3] byly systému přiděleny párové kanály pro režim FDD (kmitočtový duplex) a nepárové kanály pro TDD (časový duplex), viz Tab. č. 1.

Tab. č. 1: Rozdělení kmitočtového pásma pro systém LTE dle 3GPP specifikace [3]

E-UTRA Band	Uplink (UL) eNode B receive UE transmit			Downlink (DL) eNode B transmit UE receive			UL-DL Band separation	Duplex Mode
	$F_{UL_low} - F_{UL_high}$ [MHz]			$F_{DL_low} - F_{DL_high}$ [MHz]			$F_{DL_low} - F_{UL_high}$ [MHz]	
1	1920	–	1980	2110	–	2170	130	FDD
2	1850	–	1910	1930	–	1990	20	FDD
3	1710	–	1785	1805	–	1880	20	FDD
4	1710	–	1755	2110	–	2155	355	FDD
5	824	–	849	869	–	894	20	FDD
6	830	–	840	875	–	885	35	FDD
7	2500	–	2570	2620	–	2690	50	FDD
8	880	–	915	925	–	960	10	FDD
9	1749.9	–	1784.9	1844.9	–	1879.9	60	FDD
10	1710	–	1770	2110	–	2170	340	FDD
11	1427.9	–	1452.9	1475.9	–	1500.9	23	FDD
12	[TBD]	–	[TBD]	[TBD]	–	[TBD]	[TBD]	FDD
13	777	–	787	746	–	756	21	FDD
14	788	–	798	758	–	768	20	FDD
...								
33	1900	–	1920	1900	–	1920	N/A	TDD
34	2010	–	2025	2010	–	2025	N/A	TDD
35	1850	–	1910	1850	–	1910	N/A	TDD
36	1930	–	1990	1930	–	1990	N/A	TDD
37	1910	–	1930	1910	–	1930	N/A	TDD
38	2570	–	2620	2570	–	2620	N/A	TDD
39	1880	–	1920	1880	–	1920	N/A	TDD
40	2300	–	2400	2300	–	2400	N/A	TDD

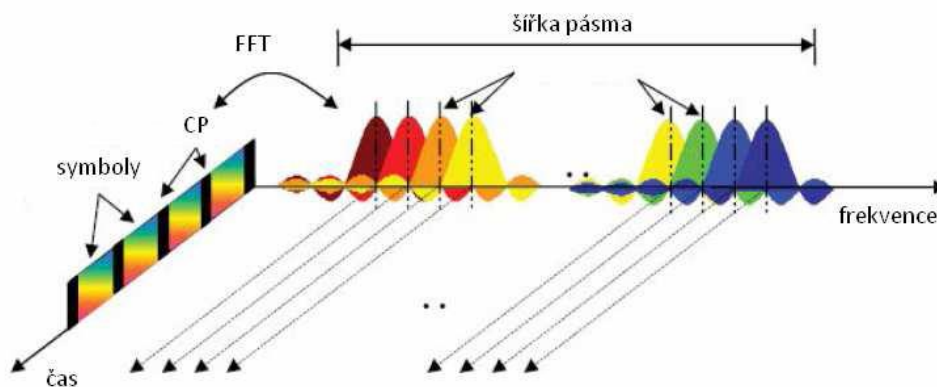
1.3 Multiplex v systému LTE

1.3.1 Vícecestné šíření

Pro rádiové signály šířící se pomocí prostorové přímé vlny dochází k odrazům o překážky (budovy, auta, ...). Odražené signály jsou zpožděny oproti původnímu přímému signálu vlivem různé dlouhé cesty signálu (různá fáze a amplituda signálu). Na přijímací straně dochází tedy k interferenci (součtu) přímé vlny se všemi odrazy. V nejhorším případě vznikne na přijímací straně minimum a signál se ztratí, v lepším případě dosáhneme zesílení a vzniká maximum. Jev, který nastává při překrytí dvou symbolů vlivem různé cesty na přijímací straně, se nazývá intersymbolová interference ISI. V přijímači dojde při tomto stavu k chybnému vyhodnocení dat. Čím kratší je symbolová perioda (větší datový tok), tím horší je detekce a větší ISI na přijímací straně.

1.3.2 Downlink (OFDM)

Řešením pro dosažení vysoké přenosové rychlosti dat je tedy použití systému OFDM. OFDM používá pro přenos více nosných (subnosné), které jsou navzájem ortogonální a na každou z nich se modulují jednotlivé symboly. Tyto symboly jsou vysílány paralelně a tím dojde k výraznému zvětšení přenosové rychlosti pro konstantní délku trvání jednoho symbolu. OFDM tedy dovoluje použít větší délku trvání symbolu a tím do jisté míry zlepšit vlastnosti ISI (Intersymbolové interference) na přijímací straně. Pro výraznější eliminace ISI jsou mezi symboly vkládány tzv. ochranné intervaly, které mohou být dvojího typu: GI (guard interval) a CP (cyklický prefix). Signál OFDM je zobrazen na Obr. č. 3. multiplexace OFDM na více nosných využívá systém LTE v downlinku.

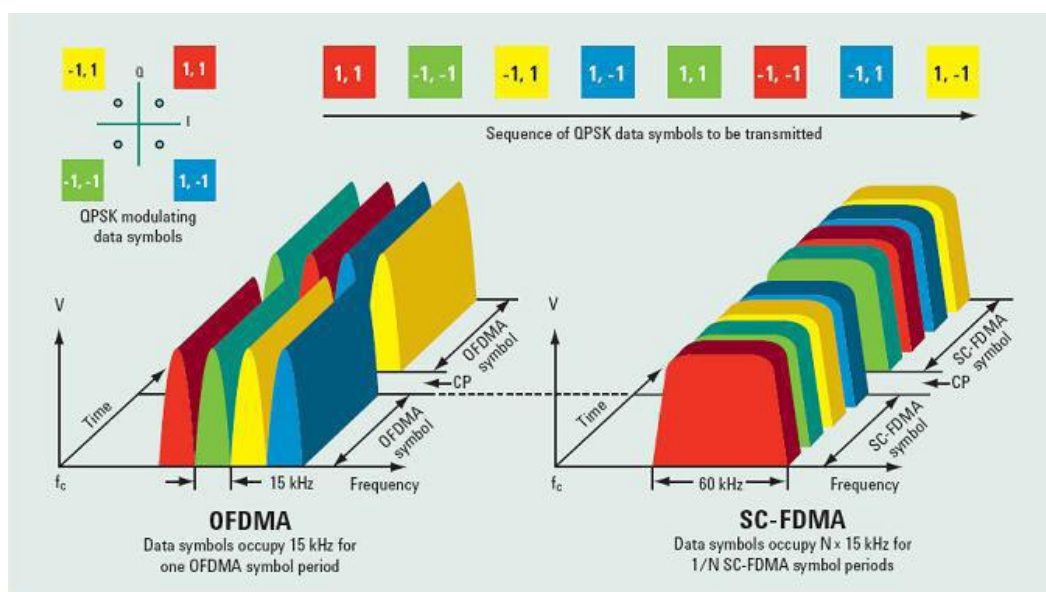


Obr. č. 3: Multiplex OFDM [2]

Jelikož OFDM systém přiřadí na každou nosnou jeden symbol za daný časový interval, musel by mít systém tolik modulátorů, kolik je nosných. Proto se využívá vlastností Fourierovy transformace (FFT) a její implementace do signálových procesorů.

1.3.3 Uplink (SC-FDMA)

Pro uplink v systému LTE se využívá modulace SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiplex Access), která využívá modulaci na jedné nosné. Tato modulace je zavedena zejména z důvodů delší životnosti bateriových článků v mobilním zařízení. Na jedné nosné se pro šířku pásma $N \times 15$ kHz vysílá signál po dobu $1/N$, kde N je počet využitých subnosných. Pro představu je rozdíl mezi OFDM a SC-FDMA zakreslen v Obr. č. 4.



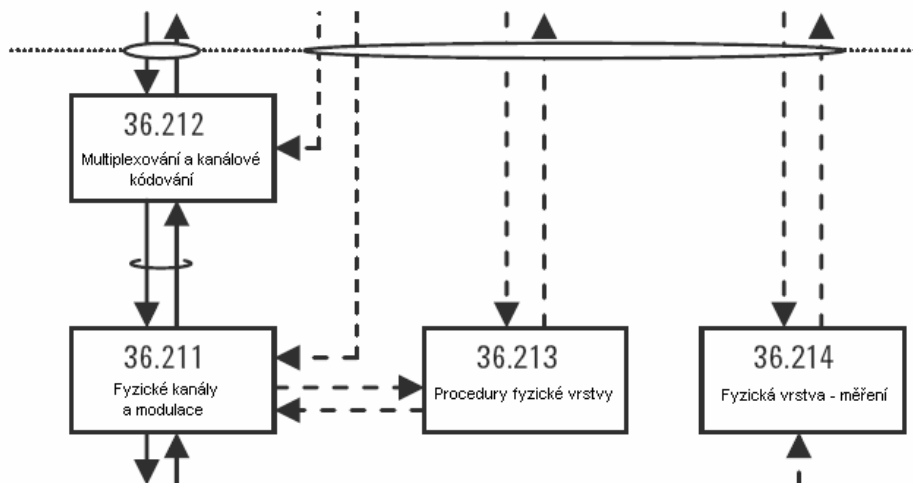
Obr. č. 4: Multiplex OFDM a SC-FDMA v systému LTE [10]

1.4 Systémy s více anténami (MIMO)

Technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output) se využívá v systému s více anténami na straně přijímače i vysílače. Systém LTE může využívat konfiguraci až 4x4, případně 2x2. V tomto systému musí být tedy určitý blok, který mapuje daný signál pro jednotlivé antény, které v součtu dají samotný signál. Tento signál může být určen pro jednoho uživatele SU-MIMO (Single User MIMO), nebo pro více uživatelů MU-MIMO (Multi User MIMO). Rádiový kanál může být pro jednotlivé antény popsán pomocí matice kanálu H , kde počet sloupců je dán počtem vysílacích antén a počet řádků je počet přijímacích antén.

2. Fyzická vrstva systému LTE

Fyzickou vrstvu můžeme dle specifikací GPP rozdělit do 4 částí. Každou část fyzické vrstvy popisuje příslušná norma, která je veřejně dostupná na oficiálních stránkách společnosti 3GPP [1].



Obr. č. 5: Rozdělení fyzické vrstvy [3]

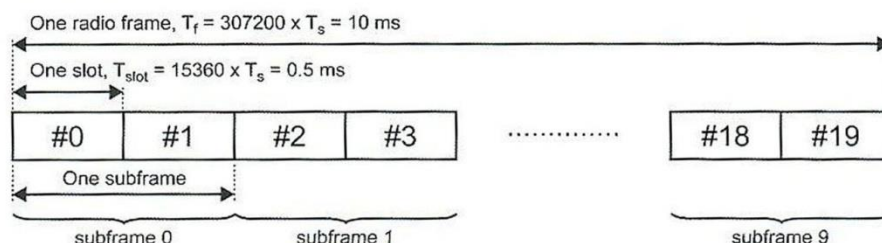
2.1 Fyzické kanály a modulace (36.211)

První část fyzické vrstvy se zabývá samotnými signály a jejich tvorbou, modulací a přidělení do zdrojových bloků (Radio Blocks). Fyzické kanály pro uplink i downlink jsou kanály generované ve vrstvě L1 a využívají se pro synchronizaci, identifikaci a pro odhad rádiového kanálu. Fyzické kanály nesou data z vyšších vrstev zahrnujících protokoly, plánování a uživatelské zatížení. Po boku těchto fyzických kanálů jsou i fyzické signály, které tvoří reference a usnadňují demodulaci a synchronizaci. Pro definici jednotlivých kanálů a jejich mapování pro přenos je potřeba stanovit základní rámce systému LTE pro přenos.

2.1.1 Struktura obecného rámce

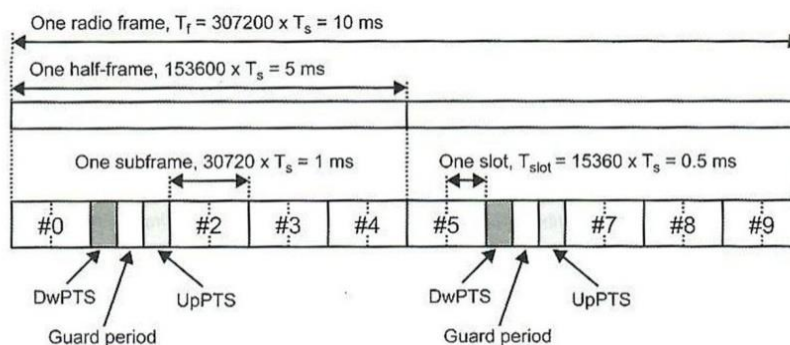
V systému LTE rozlišujeme dva typy rámce pro přenos. Rámec typu 1 (určen pro FDD) a rámec typu 2 (určen pro TDD). Každý z rámců trvá 10 ms.

Rámec typu 1 (Obr. č. 6) určený pro přenos pomocí kmitočtového duplexu (FDD) je rozdělen do 10 subrámců. Každý subrámec má délku 1 ms a obsahuje dva sloty o délce 0,5 ms.



Obr. č. 6: Rámec typu 1 pro kmitočtový duplex (FDD) [7]

Rámec typu 2 (Obr. č. 7), určený pro přenos pomocí časového duplexu (TDD), můžeme rozdělit na dvě poloviny po 5 ms tzv. poloviční rámec (half-frame). Half-frame je dále rozdělen na 5 subrámců o délce 1 ms a ty jsou dále děleny na dva sloty s délkou 0,5 ms mimo subrámec č.1, případně i č.6. Subránce 1 tvoří speciální subránce a skládají se ze tří speciálních polí: Downlink Pilot Timeslot (DwPTS), Guard Period (GP) a Uplink Pilot Timeslot (UpPTS). Rámec typu 2 může zastávat jednu ze sedmi možných konfigurací uvedených v Tab. č. 2.



Obr. č. 7: Rámec typu 2 pro časový duplex (TDD) [7]

Tab. č. 2: Konfigurace obsazení rámce typu 2 (TDD)

Uplink - downlink konfigurace	Přepínání Downlink to Uplink (switch-point periodicity)	Číslo subrámcce									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

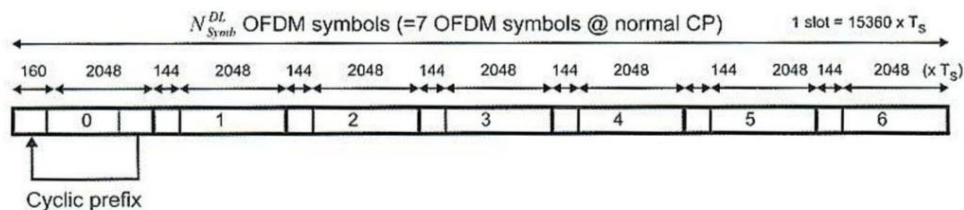
Různá konfigurace obsazení jednotlivých subrámců daty pro uplink (U) a downlink (D) umožňuje zavést asymetrickou komunikaci. V závislosti na parametru přepínání (switch-point periodicity) 5 ms nebo 10 ms, může být provedena jedna, případně dvě změny směru datových paketů ($D \Leftrightarrow U$) za dobu trvání jednoho rámce. Nastavení konfigurace pro speciální sloty (S) je popsáno v Tab. č. 3.

Tab. č. 3: Konfigurace obsazení speciálních slotů pro rámec typu 2 (TDD)

Konfigurace speciálního subrámcce	Normal cyklický prefix			Extended cyklický prefix		
	DwPTS	GP	UpPTS	DwPTS	GP	UpPTS
0	$6592 \cdot T_s$	$21936 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$20480 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$
1	$19760 \cdot T_s$	$8768 \cdot T_s$		$20480 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	
2	$21952 \cdot T_s$	$6576 \cdot T_s$		$23040 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	
3	$24144 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$		$25600 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$	
4	$26336 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$17920 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
5	$6592 \cdot T_s$	$19744 \cdot T_s$		$20480 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	
6	$19760 \cdot T_s$	$6576 \cdot T_s$		$23040 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$	
7	$21952 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$		-	-	
8	$24144 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$		-	-	-

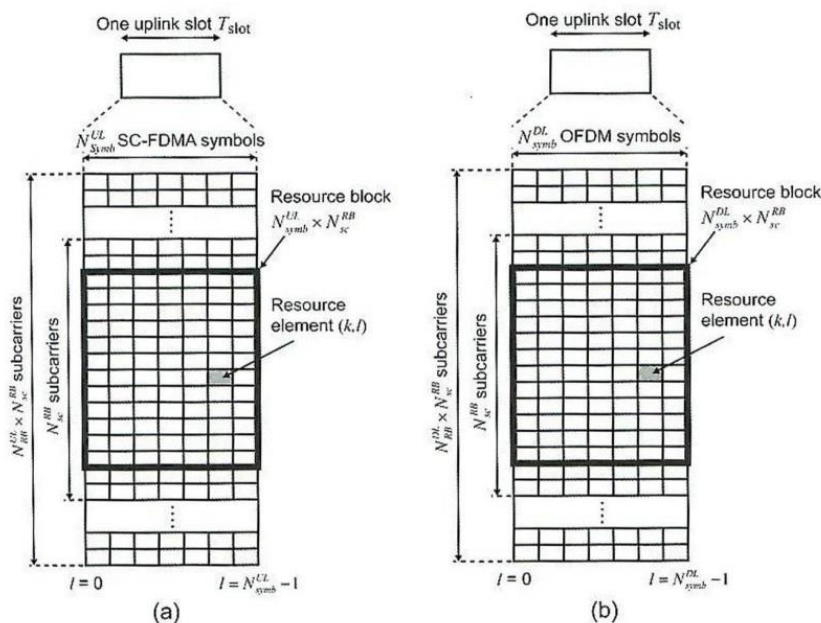
2.1.2 Struktura obecného slotu

Vyslaný rámec se skládá z 10 subrámců a každý subrámec obsahuje 2 sloty. Každý ze slotů trvá 0,5 ms. Za tuto dobu můžeme vyslat 7 OFDM symbolů, případně 6 OFDM symbolů při použití delšího ochranného intervalu. Jako ochranný interval je zde použit cyklický prefix, kdy část signálu z konce symbolu zkopírujeme před samotný symbol. Struktura slotu je na Obr. č. 8 zobrazena pro normální velikost (normal CP) ochranného intervalu. Normální cyklický prefix je schopný pokrýt zpoždění šířením do 1,4 km (4,69us), zatímco rozšířený CP (extended CP) až do vzdálenosti 10 km (16,7us). Na začátku každého slotu je použit pro první symbol CP s větší délkou než u ostatních symbolů ve slotu.



Obr. č. 8: Uspořádání slotu pro ochranný interval (normal CP) [7]

2.1.3 Zdrojový blok a zdrojový element



Obr. č. 9: Zdrojový blok [7]

Zdrojový element je nejmenší jednotka ve fyzické vrstvě a zabírá místo jednoho OFDM symbolu. Ve frekvenční oblasti vyplňuje šířku pásma jedné subnosné ($\Delta f = 15$ kHz).

Zdrojový blok je nejmenší plánovací jednotkou pro vysílání a příjem. V časové oblasti zabírá místo jednoho slotu (0,5 ms) a ve frekvenční oblasti 180 kHz, čemuž odpovídá 12 subnosných ($\Delta f = 15$ kHz).

Jeden ze základních rozdílů ve zdrojových blocích použitých pro uplink a downlink je ten, že zdrojový blok pro downlink může pracovat s odstupem nosných i 7,5 kHz (Δf). V downlinku je tedy možné přenést dvakrát tolik symbolů v jednom zdrojovém bloku díky většímu počtu subnosných (viz Tab. č. 4). Při použití systému MIMO je pro každou anténu stanovena zdrojová mřížka.

Tab. č. 4: Závislost počtu nosných na odstupu nosných uvnitř rádiového bloku (RB)

		Δf [kHz]	Počet nosných [-]	OFDM _{SYMB} na nosnou [-]
Uplink	Normal CP	15	12	7
	Extended CP		12	6
Downlink	Normal CP	15	12	7
	Extended CP	15	12	6
		7,5	24	3

Na základě přiřazené šířky pásma je možné přenášet několik zdrojových bloků současně na přiřazených subnosných (viz Tab. č. 5).

2.1.4 Konfigurovatelná šířka pásma

Systém LTE umožňuje flexibilně přidělit šířku pásma pro daný kanál v rozmezí 1,4 MHz až 20 MHz. V závislosti na přidělené šířce pásma se odvíjí i počet zdrojových bloků (RB) a tím i maximální přenosová rychlost systému. Maximální přenosovou rychlost dosáhneme při šířce pásma 20 MHz a vnitřní modulaci 64QAM. Všechny možné velikosti šířky pásma a počty přidělených zdrojových bloků jsou uvedeny v Tab. č. 5.

Tab. č. 5: Přidělení šířky pásma v systému LTE

Šířka pásma kanálu [MHz]	1,4	3	5	10	15	20
Šířka pásma pro data [MHz]	1,08	2,7	4,5	9	13,5	18
Počet zdrojových bloků (RB) [-]	6	15	25	50	75	100
Velikost FFT pro výpočet [-]	128	256	512	1024	1536	2048
Vzorkovací kmitočet [MHz]	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72

2.1.5 Fyzické signály pro downlink

Primární synchronizační signál (Primary Synchronization Signal)

Primární synchronizační signál (P-SCH) je určený pro hledání buňky a identifikaci uživatelským rozhraním (UE). Používá se ve směru downlink a jeho částí je ID buňky (3 unikátní sekvence). Je vysílán celkem dvakrát za rámeček (10 ms). Synchronizační signály jsou vždy umístěny v okolí středu kanálu na 62 subnosných z důvodů snadného nalezení při libovolné šířce kanálu. Ačkoliv je k dispozici pro signál celkem 72 subnosných (6 zdrojových bloků), využije se jen 62 subnosných, zbytek jsou nulové hodnoty. Díky tomu může uživatelské zařízení (UE) použít i Fourierovu transformaci typu 64 FFT.

Primární synchronizační signály jsou modulovány ve frekvenční oblasti pomocí Zadoff-Chu sekvence. Každá subnosná má stejnou výkonovou úroveň a její fáze závisí na číselném indexu generujícího generátorem PN sekvencí dle standardu popsáným v 36.211[3].

Sekundární synchronizační signál (Secondary Synchronization Signal)

Sekundární synchronizační signál (S-SCH) je rovněž stejně jako primární synchronizační signál využíván k hledání a identifikaci buňky ve směru downlink, nese zbývající část ID buňky. Přesněji specifikuje jednu ze 168 sekvencí. Celkem tedy máme k dispozici 504 unikátních identifikátorů buněk, 3 sekvence jsou použity v primárním synchronizačním signálu (P-SCH) a zbývajících 168 je použito v sekundárním synchronizačním signálu (S-SCH).

Sekundární synchronizační signál je rovněž umístěn na střed 62 subnosných, jako je tomu u primárního synchronizačního signálu. Sekvence jsou generovány opět pomocí generátoru PN sekvencí nastaveného dle parametrů buňky, popsáno v 36.211 [3].

Referenční signál (Reference Signal)

Můžeme rozlišovat mezi třemi typy referenčního signálu: Referenční signál pro konkrétní buňku (cell-specific reference signal) bez MBSFN komunikace, MBSFN (Multi Broadcast Single Frequency Network) referenční signál a pro konkrétní UE (UE-specific reference signal).

Referenční signály (pilotní signály) slouží na straně přijímače k výpočtu přenosu v kanále. Každý referenční signál je dán velikostí (amplitudou), fází. Pomocí těchto parametrů můžeme na přijímací straně bez chyby demodulovat i vícecestavové modulace (např. 64QAM).

Pokud se používá více antén, má každá anténa svůj vlastní referenční signál.

2.1.6 Fyzické kanály pro downlink

Physical Broadcast Channel (PBCH)

Jedná se o fyzický kanál určený pro transport Broadcast kanálu (BCH). Broadcast kanál nese základní informace týkající se samotné buňky, včetně její identifikace. Stejně jako synchronizační signál, je i Broadcast kanál vysílán v okolí středu komunikačního kanálu, zabírá místo šesti rádiových bloků (72 subnosných). PBCH podporuje pouze QPSK modulaci a je přenášen v nultém až třetím OFDMA symbolu.

Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)

Jedná se o fyzický kanál určený pro přenos dat uživatele. Tento kanál je v čase sdílen mezi několika uživateli. PDSCH podporuje QPSK, 16QAM a 64QAM modulaci. V kanále se může přenášet pagingový kanál (Paging channel - PCH) nebo downlink sdílený kanál (Downlink Shared Channel – DL-SCH).

Physical Downlink Control Channel (PDCCH)

PDCCH kanál přenáší informace o alokování zdrojových bloků. Je tvořen jedním nebo více po sobě jdoucími elementy řídicího kanálu (Control Channel Elements – CCE), kde element odpovídá devíti elementárním zdrojovým skupinám (Resource elements group). Počet přidělených (alokovaných) OFDM symbolů pro PDCCH je dán kanálem CFI (Control Format Indicator), který se přenáší ve stejnojmenném fyzickém kanálu (PCFICH). PDCCH používá modulaci QPSK.

Physical Multicast Channel (PMCH)

Jedná se o kanál, který přenáší multicast data, data určená pro více uživatelů. Kanál PMCH je podobný jako PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) a nese informace více uživatelům v jeden okamžik. Využívá struktury sítě point-to-multipoint. Používá modulaci QPSK, 16QAM a 64QAM.

Physical Control Format Indicator channel (PCFICH)

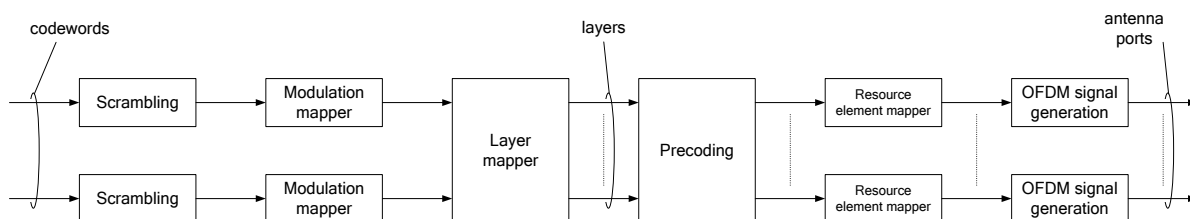
Tento fyzický kanál nese informace o počtu OFDM symbolů použitých pro signál PDCCH v subrámcí. PCFICH se nachází vždy v nultém OFDM symbolu.

Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH)

Jedná se o kanál určený k přenosu tzv. ARQ indikátoru (Automatic Repeat Request). Přenáší se identifikátor, který slouží ke zpětnému potvrzení příchozích dat. V případě, že data byla přijata správně, zasílá se v kanále pro UE příznak ACK (Acknowledgement), v opačném případě NACK (Negative ACK).

2.1.7 Generování signálu pro downlink

Blokové schéma pro generování OFDM symbolu pro downlink je zakresleno v Obr. č. 10. V první fázi dochází ke skramblování pomocí pseudonáhodné sekvence (31 bitů dlouhé zlaté sekvence) vstupního bitového toku. Ve druhém kroku následuje modulace, kdy se dle vybrané modulace převede odpovídající počet bitů na symbol (např. pro 64QAM se jeden symbol skládá z 6 bitů). Je nutné brát i ohled na různé typy fyzických kanálů, které se mohou kódovat pro nižší počet stavů. Po modulaci vstupuje signál do mapovací vrstvy, jejímž úkolem je rozdělit datový tok mezi více antén (technologie MIMO). Počet datových toků závisí na počtu antén (1 až 4). Signál pro příslušnou anténu dále vstupuje do bloku přípravy kódování (Precoding), kde dochází k úpravě fáze a amplitudy pro každou anténu a přizpůsobení celkového výkonu anténní soustavy. Fáze pro každou anténu jsou odlišné. Až máme takto vytvořené datové signály, můžeme je začít mapovat do volných zdrojových bloků dané antény a následně vytvořit OFDM signál. Na přijímací straně následují inverzní operace.



Obr. č. 10: Blokové schéma pro generování OFDM symbolu pro downlink [3]

2.1.7.1 Skramblování (Scrambling)

Pro každé kódové slovo (Code words) pro downlink se vygeneruje PN skramblovací sekvence pomocí dvou 31 bitových posuvných registrů. První registr je naplněn nulami (30 bitů) a poslední bit je logická 1. Druhý registr je přednastaven pomocí hodnoty C_{init} získané výpočtem pro konkrétní aplikaci. Skramblovací sekvence se generuje pro každý subrámeček.

2.1.7.2 Modulace (Modulation mapper)

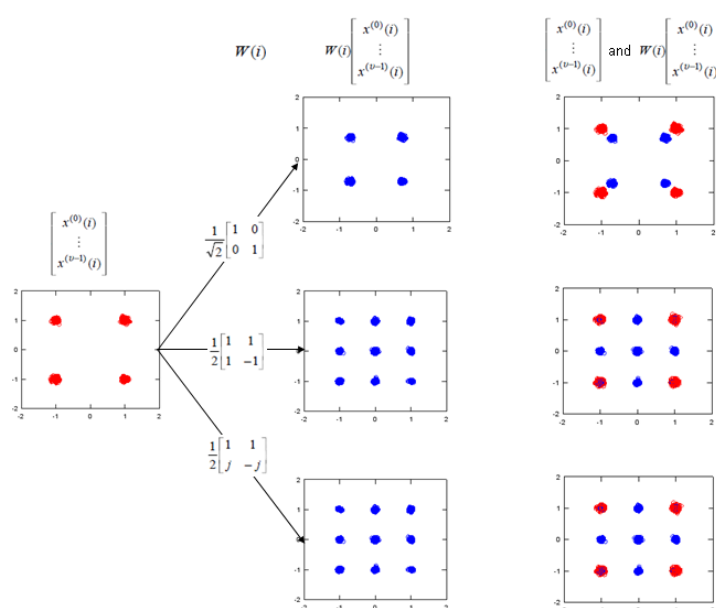
Systém LTE využívá pro PDSCH modulaci QPSK, 16QAM a 64QAM. K dispozici je i modulace BPSK, která je určena výhradně řídicím signálům. Podrobný popis jednotlivých stavů modulace a jejich bitové vyjádření je k dispozici ve specifikaci 36.211, kapitola 7.1 [3].

2.1.7.3 Přizpůsobení pro více vrstev (Layer mapper, Precoding)

Pro použití jedné antény je tento blok mapování a přizpůsobení vynechán, nedochází k úpravě. Případně může být zařazen pro použití módu diverzity, kdy je signál z jednoho kódového slova vysílán na dvou, nebo čtyřech anténách současně.

Ve směru downlink jsme schopni současně zpracovávat maximálně dvě kódová slova. Počet mapovacích vrstev (mapping layer) je dán počtem připojených antén, pro 4 antény až 4 mapovací vrstvy. Pokud používáme diversitu máme k dispozici pouze jedno kódové slovo a 2 nebo 4 mapovací vrstvy.

Blok precoding upravuje amplitudu a fázi jednotlivých mapovacích vrstev pro jednotlivé antény pomocí definovaných matic, tak aby se jednotlivé symboly na výstupu antény nevyrušily. Příklad aplikace bloku precoding je na Obr. č. 11.

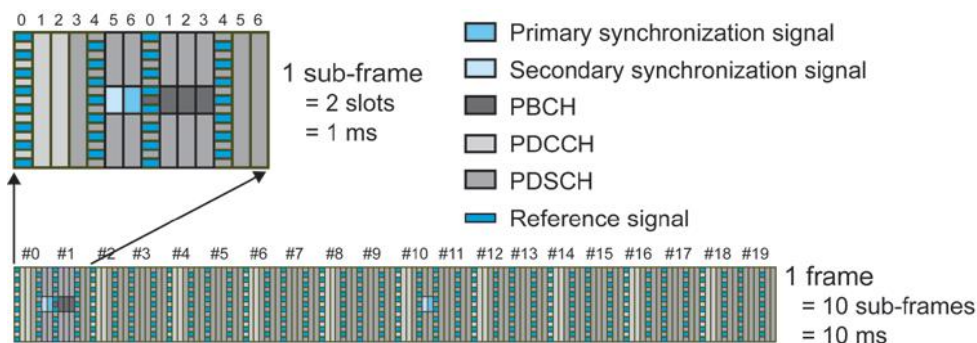


Obr. č. 11: Příklad úpravy kódování pomocí bloku precoding [12]

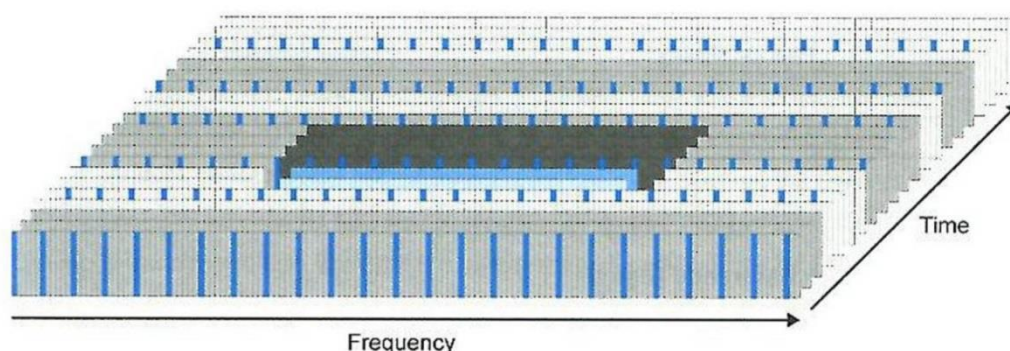
2.1.7.4 Mapování FDD pro downlink do zdrojového bloku

Signály jako PDSCH, PBCH a PDCCH jsou téměř vždy zastoupeny v downlink rádiovém rámci. Jsou tedy stanoveny pravidla a priority pro alokaci:

- Signály (referenční signály, primární/ sekundární synchronizační signál) mají přednost před PBCH.
- PDCCH má přednost před PDSCH
- PBCH a PDCCH nejsou nikdy mapovány do stejného zdrojového elementu, tím se vyvarujeme vzájemného konfliktu.



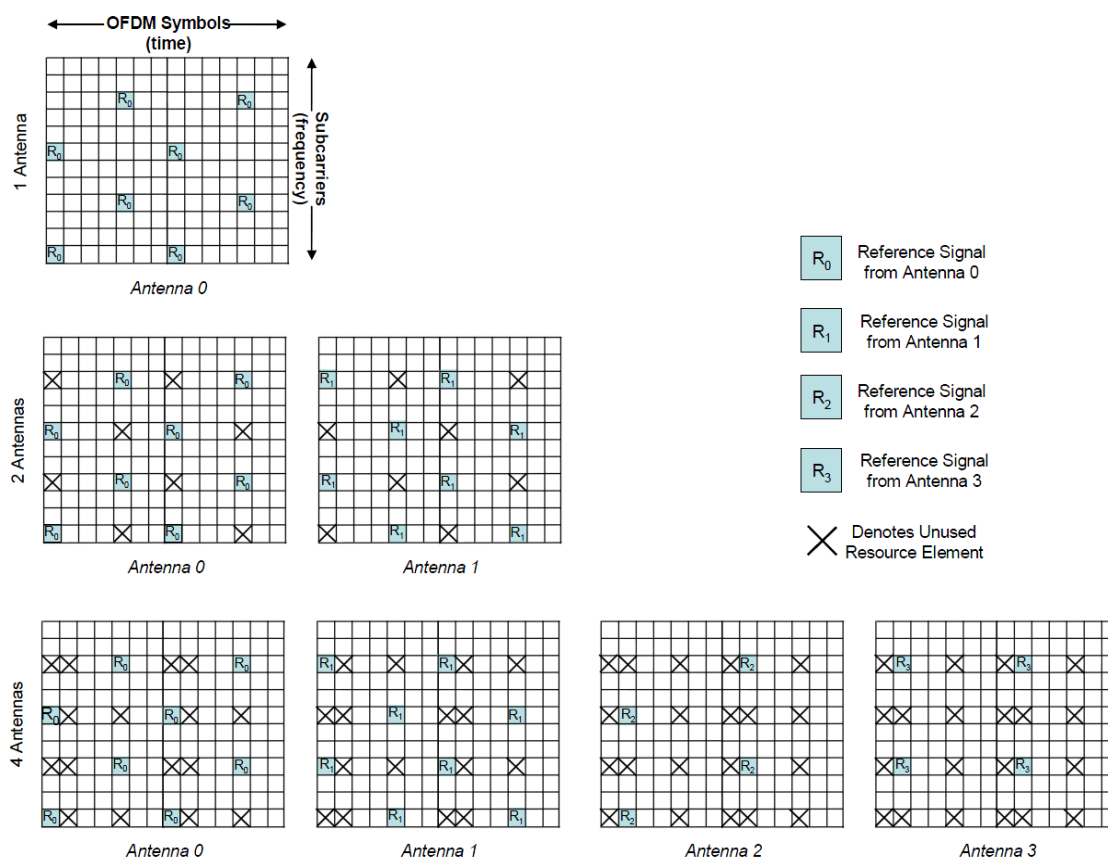
Obr. č. 12: Příklad mapování do rámce pro downlink [7]



Obr. č. 13: Příklad mapování pro downlink z pohledu časové a frekvenční oblasti [7]

Na Obr. č. 12 je příklad mapování downlink signálů pro FDD (Frekvenční duplex). Primární synchronizační signál je mapován do posledního symbolu ve slotech č. 0 a 10 pro 62 subnosných (viz. Obr. č. 13). Sekundární synchronizační signál je mapován do symbolu před primární synchronizační signál. Synchronizační signály se nacházejí uprostřed, kolem tzv. DC nosné.

Referenční signál je vysílán v 0. a 4. OFDM symbolu (normal CP) v každém slotu. Rozhodující je rovněž počet použitých antén (Obr. č. 14), který nám ovlivňuje četnost výskytu referenčního signálu v daném slotu. Pro jednu anténu se přenáší v jednom slotu celkem 4 krát referenční signál. Referenční signál má přednost v alokaci před všemi ostatními signály. Jeho generování ovlivňuje identifikátor buňky.



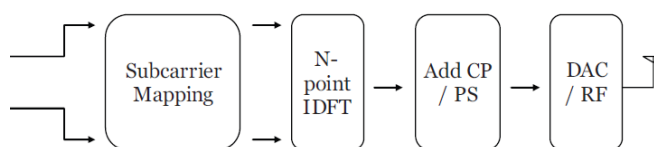
Obr. č. 14: Mapování referenčního signálu v závislosti na počtu antén [8]

PBCH je mapován do 0. až 3. OFDM symbolu v 1. subtrámci. Je rovněž jako synchronizační signály umístěn na střed frekvenčního pásma na 72 subnosných kolem DC nosné.

PDCCH může být alokován do prvních třech OFDM symbolů (4. symbol pouze pokud počet rádiových bloků je menší nebo roven 10) každého subtrámce. Na zbytek volných symbolů může být alokován kanál PDSCH.

2.1.7.5 Generování OFDM symbolu (OFDM Multiplex)

Po bloku mapování dostaneme rozložení jednotlivých dat v kmitočtové oblasti a pro převod do časové oblasti využije inverzní Fourierovu transformaci (IFFT) a ke každému symbolu následně přidáme cyklický prefix (část z konce daného symbolu).



Obr. č. 15: Využití IFFT pro downlink [15]

Data z bloku mapování jsou vyčítána po sloupcích, tedy po jednotlivých symbolech, celkem vstupuje do IFFT transformace tolik paralelních dat, kolik je využitých nosných. Po IFFT jsou data převedena do sériového toku a ke každému symbolu je přidělen cyklický prefix. K prvnímu symbolu v každém slotu je přidělen cyklický prefix o délce 5,2 μ s a ostatním symbolům je přidělen cyklický prefix o délce 4,7 μ s (normal CP). Tyto výstupní OFDM data jsou dále modulovány na vysokofrekvenční (VF) nosnou a vysílány.

2.1.8 Fyzické signály pro uplink

Demodulation Reference Signal (DMRS)

Signál DMRS je používán pro synchronizaci a odhad uplink kanálu, existují dva typy signálu DMRS. První je určen pro kanál PUSCH a druhý pro PUCCH. Signál DMRS určený pro PUSCH je přiřazen na 4. symbol SC-FDMA, v případě použití prodloužení cyklického prefixu je přiřazen 3. symbolu v PUSCH slotu.

Symbole DMRS určeného pro PUCCH jsou umístěny dle jeho nastavení v odpovídajících slotech. V případě, že by PUCCH byl nastaven na 1/1a/1b a normální cyklický prefix, vysílají se SC-FDMA symboly v 2., 3. a 4. slotu.

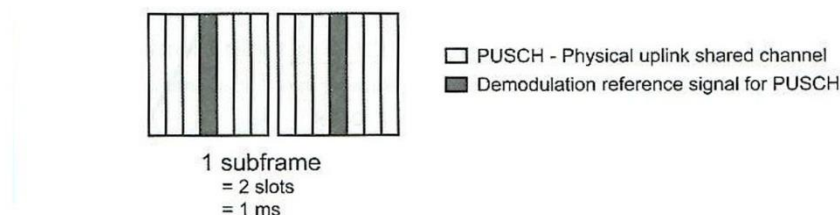
Sounding Reference Signal (SRS)

V případě, že PUCCH nebo PUSCH není naplánován, tak eNB (základová stanice) může požadovat vysílání SRS, které umožní eNB odhadnout charakteristiku uplink kanálu. Alokace signálu na subnosné je dána šířkou signálu SRS, která může být nakonfigurována. SRS je vysílán v posledním symbolu sub rámce SC-FDMA. Perioda opakování a offset může být rovněž nastaven.

2.1.9 Fyzické kanály pro uplink

Physical Uplink Shared Channel (PUSCH)

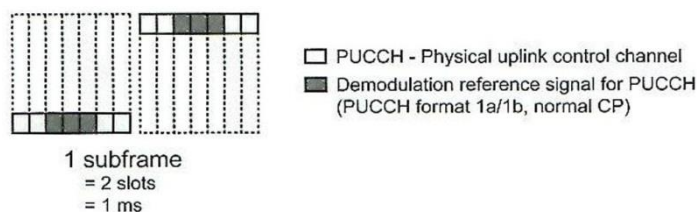
Fyzický kanál, který nese užitečná data od uživatele do sítě. Používá modulaci QPSK, 16QAM a 64QAM. PUSCH nese data z kanálu UL-SCH (Uplink Shared Channel) a UCI (Uplink Control Information). Mapování do rámce je zobrazeno v Obr. č. 16.



Obr. č. 16: Mapování uplink sdíleného kanálu a jeho demodulačního signálu (DMRS) [7]

Physical Uplink Control Channel (PUCCH)

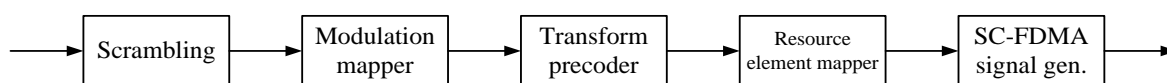
Fyzický kanál, který přenáší řídicí informace pro Uplink, jako např. požadavky pro Hybridní ARQ (HARQ/NACK) a indikátor kvality kanálu (CQI). PUCCH je přenášén pouze s PUSCH ze stejného UE. PUCCH podporuje modulace jako BPSK a QPSK. Jeden z nejčastějších mapování na kanál je zobrazen v Obr. č. 17 pro mapování typu 1a/1b. Ostatní PUCCH formáty jsou využívány uvnitř zdrojových bloků (RB).



Obr. č. 17: Příklad mapování uplink kontrolního kanálu a jeho demodulačního signálu [7]

2.1.10 Generování signálu pro uplink

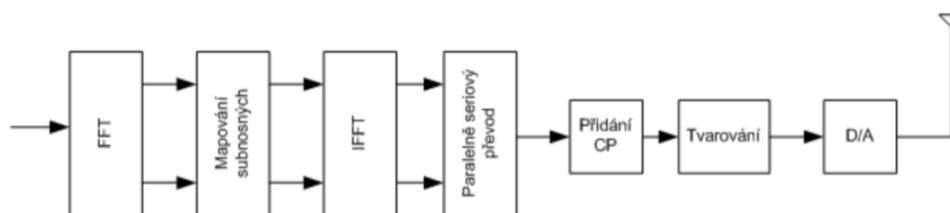
Způsob generování signálu pro uplink je nepatrně odlišný od downlinku. Zejména v počtu použitých antén, kdy ve směru uplink využíváme pouze jednu anténu a zpracováváme tak maximálně jedno kódové slovo. Toto kódové slovo je opět rozprostřeno pomocí skramblovací sekvence, která je rovněž generována pomocí dvou 31 bitových registrů s PN sekvencí. Inicializační hodnota bude jiná než v případě downlinku. Blok modulací zůstává stejný jako v downlinku a navíc je zde zařazen blok Transform precoder. Nejedná se však o nic jiného, než převod signálu do kmitočtové oblasti pomocí diskretní Fourierovy transformace DFT. Transformace je prováděna pro určitý počet M nosných, tedy M bodová DFT. Velikost M závisí na plánování, kdy a kolik nosných danému uživateli se přidělí. S tím souvisí i blok mapování, do kterého se data po DFT mapují po sloupcích (symbolech), nikoliv po zdrojových blocích, jak tomu bylo u downlinku. Přičemž každý uživatel zabírá určité množství nosných z daného pásma. Následuje OFDM multiplex, který je stejný jako v downlinku, jen s tím, že na výstupu dostaneme díky předchozí DFT signál SC-FDMA.



Obr. č. 18: Generování symbolu SC-FDMA pro uplink [3]

2.1.10.1 Generace SC-FDMA signálu

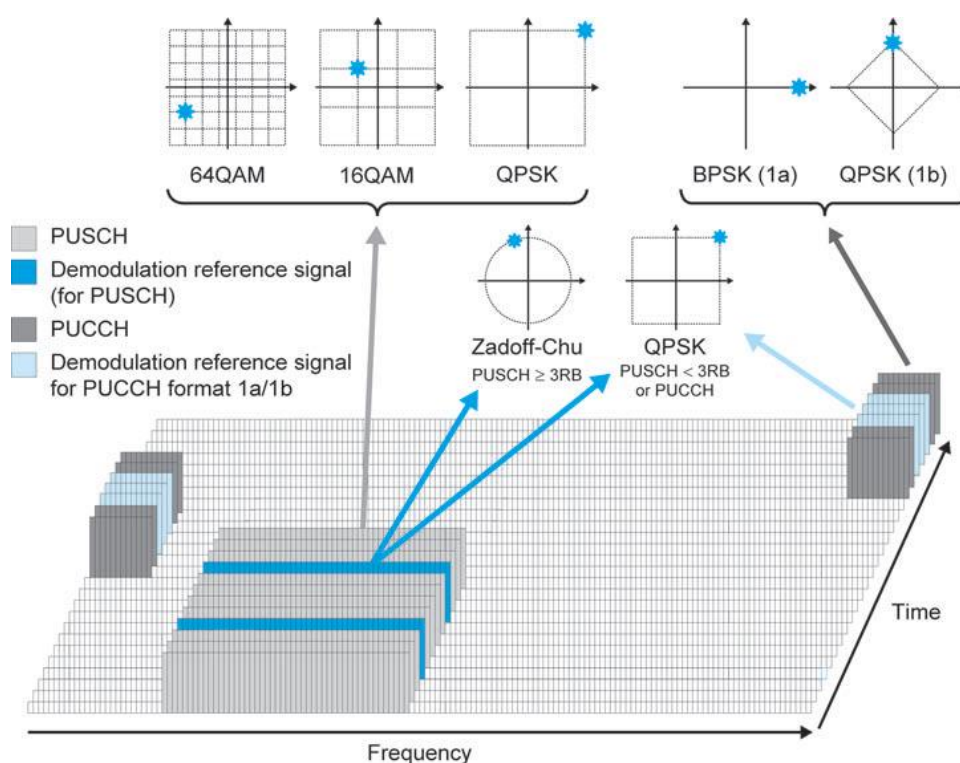
Na Obr. č. 19 je schéma SC-FDMA modulátoru. Oproti OFDM demodulátoru obsahuje jen M bodovou FFT, která je realizovaná pro každého uživatele. Dále těchto M nosných je přivedeno do mapovací oblasti, kde se jednotlivá uživatelská data skládají do mapovací mřížky. Převážně je využito mapování v kmitočtové oblasti, tedy data jednotlivých uživatelů mezi sebou sousedí na daných nosných a v čase jim je přiděleno místo. Celkem je v mapovací oblasti nosných kmitočtů dle zvolené přenášené šířky pásma a počtu rádiových bloků RB. V mapovacím bloku jsou mapovány data po sloupcích (symbolech). A nad těmito daty je provedeno N bodové IFFT a paralelně sériovým převodníkem je vytvořen signál v časové oblasti. Následuje blok přidání cyklického prefixu, za kterým dostaneme již signál SC-FDMA. Dalšími úpravami můžeme modulovat na VF nosnou a vysílat do prostředí. Pro demulaci na přijímané straně je použito inverzních operací (FFT, IFFT).



Obr. č. 19: SC-FDMA modulátor [13]

2.1.10.2 Mapování pro uplink do zdrojového bloku

Na Obr. č. 20 je znázorněno mapování kanálů v uplinku. Uplink využívá modulaci SC-FDMA. Jak lze vidět, spektrum je rozděleno mezi mnoho uživatelů (UE) jak v časové, tak i v kmitočtové oblasti. Na základě datového toku od uživatelů je přímo stanovena šířka pásma kanálu. Na rozdíl od downlinku zde není demodulační referenční signál přenášen přes celé pásmo, což šetří energetické nároky na mobilní zařízení. Parametry kanálů PUSCH, PUCCH a demodulační reference pro PUSCH se mohou měnit v závislosti na použitém kódování (Zadoff-Chu), které se odvíjí od přidělených rádiových bloků (RB).



Obr. č. 20: Příklad mapování v uplinku v kmitočtově časové oblasti [7]

2.1.11 Fyzický kanál s náhodným přístupem (Physical Random Access Channel – PRACH)

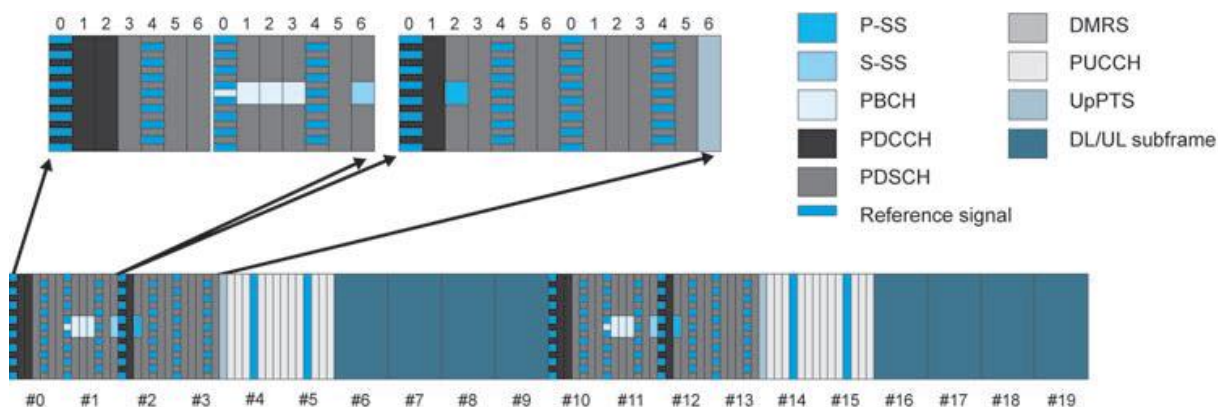
Jedná se o fyzický kanál s náhodným přístupem, který zajišťuje komunikaci s eNB (základnovou stanicí). PRACH umožňuje základnové stanici vypočítat časové zpoždění k uživateli (UE) a stabilizovat tak paketový přenos. Fyzický kanál PRACH se skládá z preamble a sekvence. Preamble je ortogonální s ostatními uplink uživatelskými daty, díky tomu můžeme rozlišit jednotlivé uživatele (UE). Kanál je popsán v kapitole 2.3.6.

2.1.12 Mapování časového duplexu (TDD) do zdrojového bloku

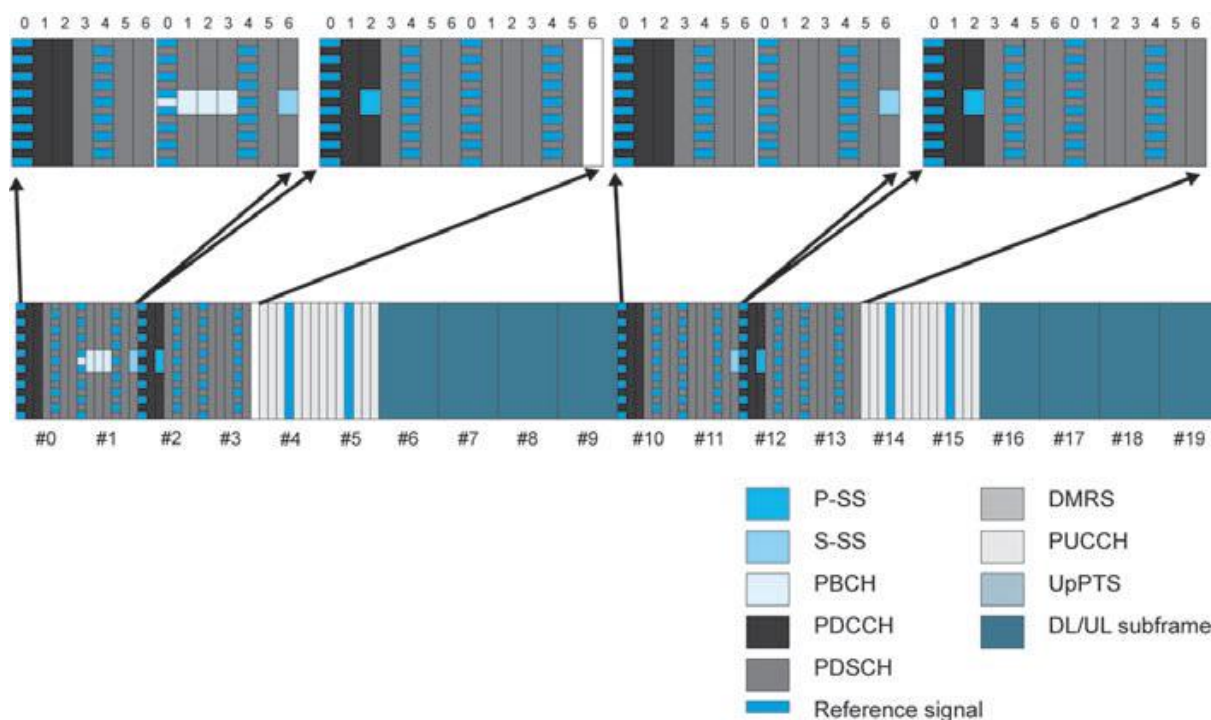
Pro komunikaci s uživatelským zařízením (UE) můžeme komunikovat v rámci jednoho kmitočtu pomocí časového duplexu. Kdy se střídá provoz ve směru uplink a downlink. V Obr. č. 21 a Obr. č. 22 jsou ukázky mapování do TDD pro periodu přepínání 5ms a 10 ms.

Primární synchronizační signál je mapován do třetího symbolu slotu 2 a slotu 12 na střed 62 subnosných kolem DC nosné. Sekundární synchronizační signál je mapován do posledního symbolu slotu 1 a slotu 11. Referenční signál se mapuje do symbolu 0 a 4 v každém slotu. Opět jako v každém FDD mapování má i referenční signál největší prioritu pro mapování.

Kanál PBCH je mapován do prvních čtyřech symbolů ve slotu 1. Kanál PDCCH může být alokován do prvních třech symbolů v každém subrámcí. Další volné místo může být využito pro jiné kanály, např. pro PDSCH.



Obr. č. 21: Příklad mapování do TDD rámce (přepínání 5 ms) [7]



Obr. č. 22: Příklad mapování do TDD rámce (Přepínání 10 ms) [7]

2.2 Multiplexování a kanálové kódování (36.212)

Fyzické kanály jsou dále mapovány do transportních kanálů (TrCH), nesoucí informaci mezi fyzickou vrstvou, MAC a vyššími vrstvami. V Tab. č. 6 je popis jednotlivých transportních kanálů pro uplink a downlink, včetně jejich řídicích informací.

2.2.1 Mapování kanálů

Tab. č. 6: Kanály pro uplink a downlink a jejich mapování do příslušných fyzických kanálů

Spojení	Typ kanálu	Kanál	Název kanálu	Fyzický kanál	Název fyzického kanálu
uplink	transportní	UL-SCH	Uplink Shared Channel	PUSCH	Physical Uplink Shared Channel
		RACH	Random Access Channel	PRACH	Physical Random Access Channel
	řídicí	UCI	Uplink Control Information	PUCCH, PUSCH	Physical Uplink Control Channel, Physical Uplink Shared Channel
downlink	transportní	DL-SCH	Downlink shared Channel	PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
		BCH	Broadcast Channel	PBCH	Physical Broadcast channel
		PCH	Paging Channel	PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
		MCH	Multicast Channel	PMCH	Physical Multicast Channel
	řídicí	CFI	Control Format Indicator	PCFICH	Physical Control Format Indicator Channel
		HI	HARQ Indicator	PHICH	Physical HARQ Indicator Channel
		DCI	Downlink Control Information	PDCCH	Physical Downlink Control Channel

2.2.2 Kanálové kódování, multiplexování a prokládání

2.2.2.1 CRC kalkulace

Kontrolní součet CRC (Cyclic Redundancy Check) kód zabezpečuje datový tok proti chybám vzniklým při přenosu. CRC je blok bitů, který se přidá k přenášenému signálu tak, že se vypočítá hodnota pomocí daného algoritmu. Na přijímací straně se z přijatých dat mimo CRC, vypočítá nové CRC a porovná s přenášenou hodnotou, pokud odpovídá, je vše v pořádku a nevznikla chyba při přenosu. Samotné CRC nedokáže opravit chybu, ale jen detekovat. V systému LTE se generují 4 typy CRC, které jsou dány délkou slova pro výpočet.

Matematické vyjádření pro CRC je uvedeno níže, následně v Tab. č. 7 je uvedeno, které CRC se používá pro který kanál.

$$\text{CRC24A} = [D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1] - \text{pro CRC délky 24}$$

$$\text{CRC24B} = [D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1] - \text{pro CRC délky 24}$$

$$\text{CRC16} = [D^{16} + D^{12} + D^5 + 1] - \text{pro CRC délky 16}$$

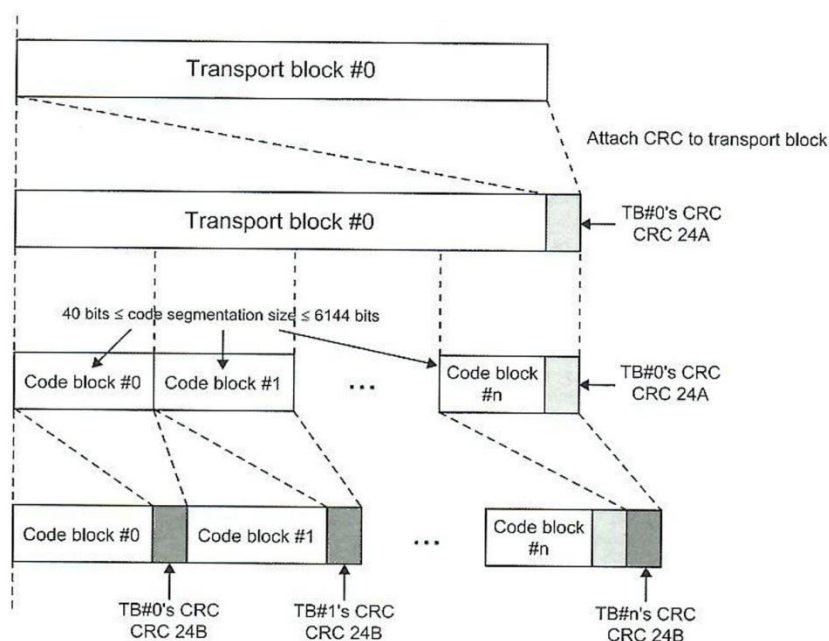
$$\text{CRC8} = [D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1] - \text{pro CRC délky 8}$$

Tab. č. 7: Použití CRC kódů ve fyzických kanálech

Spojení	Kanál	CRC schéma	Kódování CRC (Scrambling)
uplink	UL-SCH	Transportní blok: CRC24A Segment: CRC24B	-
	UCI	CRC8	-
downlink	DL-SCH	Transportní blok: CRC24A Segment: CRC24B	-
	BCH	CRC16	CRC zakódované bity jsou kódovány pomocí PBCH CRC masky, která odpovídá použité anténní soustavě
	PCH	Transportní blok: CRC24A Segment: CRC24B	-
	MCH	Transportní blok: CRC24A Segment: CRC24B	-
	DCI	CRC16	CRC zakódované bity jsou kódovány pomocí výběrové masky a identity RNTI (Radio Network Temporary Identity)

2.2.2.2 Segmentace

Pokud je vstupní sekvence delší než maximální délka bloku kódu (6144 bitů), je nutné provést segmentaci na menší části (segmenty). Před samotným segmentováním se opatří přenášený blok CRC24A kódem. Segment musí mít bitovou délku větší než 40 bitů a menší než 6144 bitů. Přiřazenou délku a počet jednotlivých segmentů se určí dle výpočtů uvedených v 36.212[3] kapitola 5.1.2. Mohou existovat pouze dvě délky segmentů L_+ a L_- , jejichž délky jsou rovněž specifikovány normou 36.212. Takto dlouhými segmenty je rozdělen transportní blok a každý segment je dále zabezpečen CRC kódem typu CRC24B.



Obr. č. 23: Segmentace a přidání CRC k transportnímu toku [7]

2.2.2.3 Kanálové kódování

V systému LTE jsou k dispozici dva hlavní typy zabezpečení proti chybám na přenosu a tím jsou konvoluční kódy a turbo kódy. Pro transportní kanály se využívá turbo kódů s kódovým poměrem 1/3, který přesně definuje popis ve standardu 36.212 [4]. Schéma turbo kodéru je na Obr. č. 24. Turbo kodér obsahuje dva RSC kodéry (zpětnovazební kodéry) s kódovým poměrem 1/3. Na výstupu kodéru jsou k dispozici bity systematické a paritní. Vstupní data do druhého kodéru jsou prokladačem, popsaným ve standardu 36.212, proložena. Z výstupu druhého kodéru se již odeberou jen paritní data a multiplexují se spolu s výstupem prvního kodéru do jednoho datového toku. Tento datový tok je dále přiváděn na vstup přizpůsobení datového toku (Rate Matching).

Dalším typem je konvoluční kódování, které je definováno rovněž ve standardu 36.212. Využívá také kódového poměru 1/3. Na rozdíl od CRC kódu mohou tyto kódy opravit omezené množství chyb vzniklých při přenosu. Schéma konvolučního kodéru dle standardu je uvedeno na Obr. č. 25 a využívá se převážně pro kanály nesoucí řídicí informace. Podrobný rozpis použitého kódování pro jednotlivé kanály je uveden v Tab. č. 8.

Tab. č. 8: Použité kódování v závislosti na přenosovém kanále

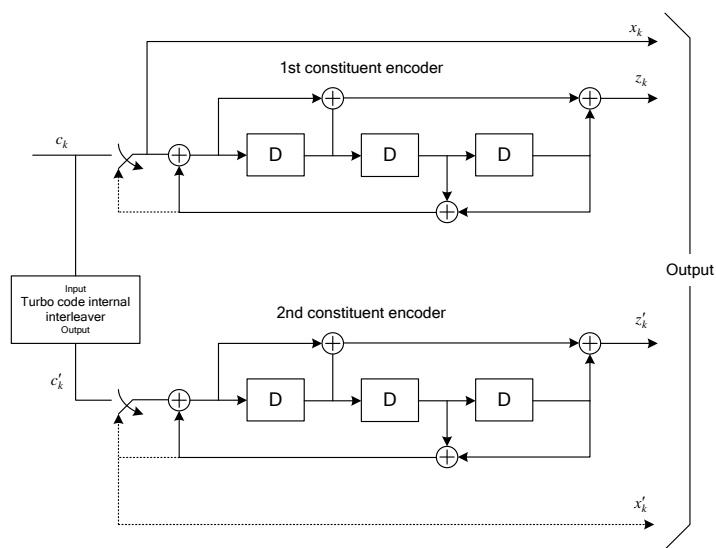
Typ kanálu	Kanál	Použitý kodér	Kódový poměr
Trasportní	UL-SCH	turbo kodér	1/3
	DL-SCH		
	PCH		
	MCH		
	BCH	konvoluční kodér	1/3
Řídicí	DCI	konvoluční kodér	1/3
	CFI	blokový kód	1/16
	HI	opakování	1/3
	UCI	blokový kód	variabilní
		konvoluční kodér	1/3

Generující polynom pro Turbo kodér je dán vztahem č.1 [4]:

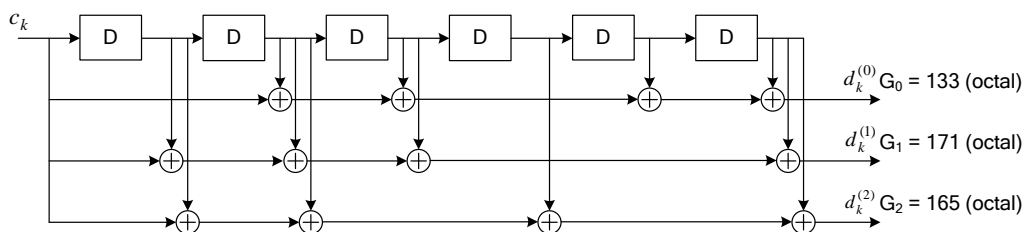
$$G(D) = \left[1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)} \right] \quad [- ; - , -] \quad (1)$$

$$g_0(D) = 1 + D^2 + D^3 \quad [- ; - , -] \quad (2)$$

$$g_1(D) = 1 + D + D^3 \quad [- ; - , -] \quad (3)$$

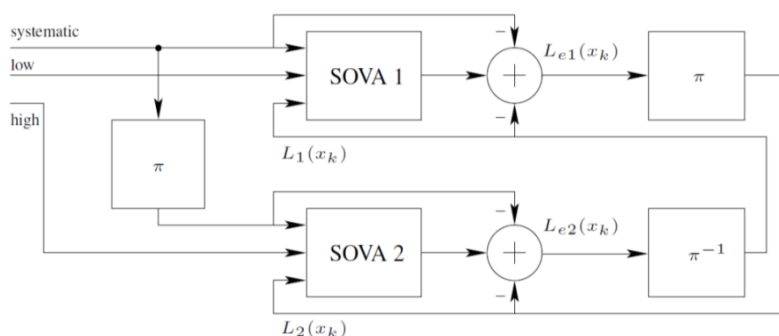


Obr. č. 24: Schéma turbo kodéru (kódový poměr 1/3) [4]



Obr. č. 25: Schéma konvolučního kodéru (kódový poměr 1/3) [4]

Dekódování jednotlivých kódů probíhá pomocí Viterbiho algoritmu (konvoluční kódy), MAP algoritmu (turbo kódy), případně SOVA dekodéru (Turbo kódy). Dekódování turbo kódů je tedy značně složitější než konvolučních kódů, ale nabízejí větší zabezpečení než kódy konvoluční. Příklad zapojení SOVA dekodéru je na Obr. č. 26. Jedná se o kodér s tzv. měkkkým rozhodováním.

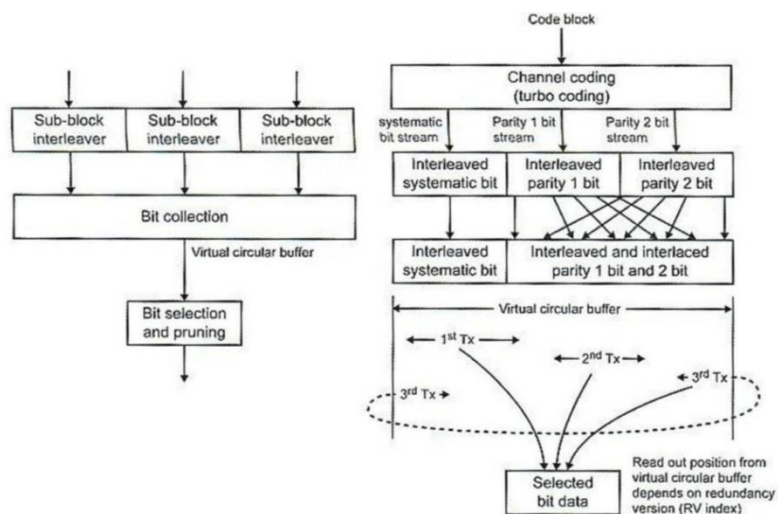


Obr. č. 26: Schéma SOVA dekodéru [11]

2.2.2.4 Přizpůsobení datového toku (Rate Matching)

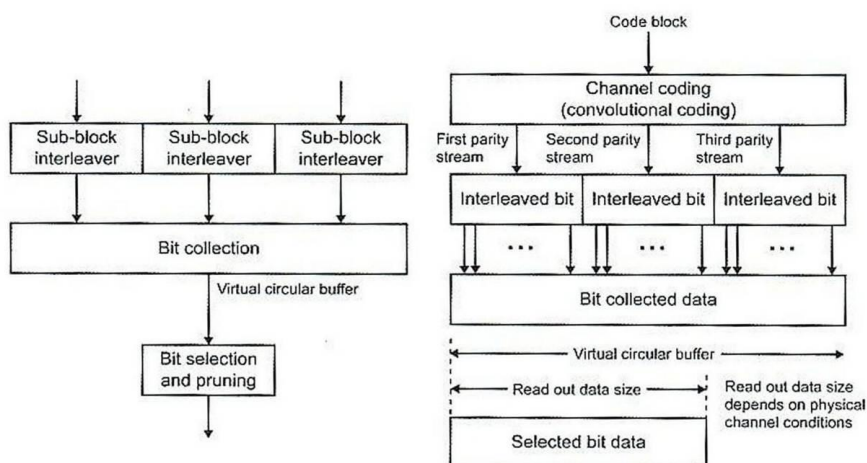
Přizpůsobení datového toku nám umožní zredukovat určitou nadbytečnost zanesenou pomocí kanálového kódování. Pro turbo kódy a pro konvoluční kódy jsou podobné mechanismy. Oba využívají tzv. virtuální cyklický buffer, z něhož se vhodnou selekcí vyberou požadovaná data. Dále nám provádí prokládání přenášených dat a tím roste jejich zabezpečení proti skupinovým chybám.

Výsledný datový tok z turbo kodéru rozdělíme na tři části, první je systematický datový tok a zbývající jsou paritní bity. Všechny datové toky vstupují dále do prokladače, kde dojde zvlášť k proložení systematických i paritních dat. V dalším kroku vstupují paritní data do vzájemného prokladače a celkový výsledek je uložen v kruhové paměti (circular buffer). Z kruhové paměti jsou vybrána vhodná data dle indexu redundance (nadbytečnosti) RV. Podrobné schéma je uvedeno v Obr. č. 27.



Obr. č. 27: Přizpůsobení datového toku výstupu turbo kodéru [7]

U konvolučního kódování je tomu podobně. Na výstupu konvolučního kodéru máme 3 datové toky, které samostatně vstupují do prokladače. V dalším kroku se postupně tak, jak byly seřazeny z výstupu konvolučního kodéru, seřadí v kruhové paměti (circular buffer). Z této paměti se vyčte posloupnost o dané délce v závislosti na podmínkách fyzického kanálu. Schéma je uvedeno v Obr. č. 28.

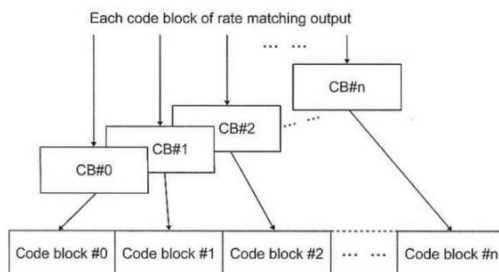


Obr. č. 28: Přizpůsobení datového toku výstupu konvolučního kodéru [7]

Index pro vyčítání z kruhové paměti (Redundancy vector index) je specifikován pomocí vyšších vrstev systému a zejména dle plánovaných HARQ procesů v daném přenosu.

2.2.2.5 Spojování kódových bloků (Code Block Concatenation)

Výstupní bloky po přizpůsobení se opět spojují do výsledného datového toku, viz Obr. č. 29.

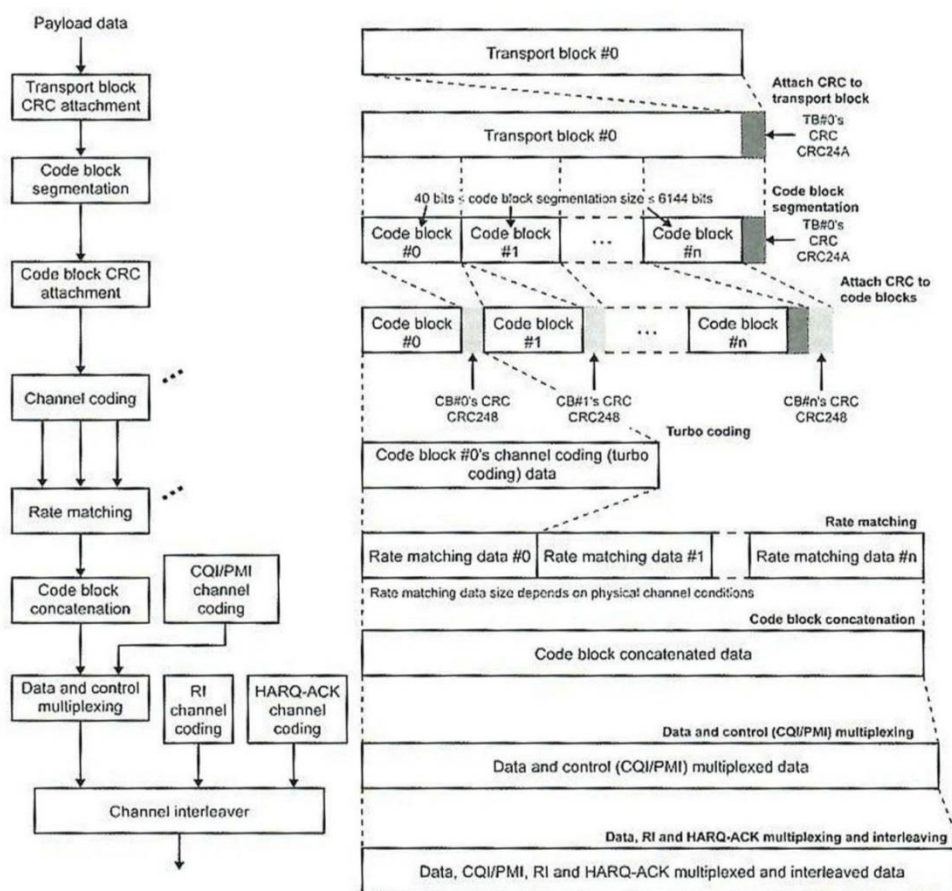


Obr. č. 29: Skládání bloků (Code block Concatenation) [7]

2.2.3 Zpracování uplink sdíleného kanálu (Uplink Shared Channel)

Uplink sdílený kanál (UL-SCH), který se mapuje na fyzický kanál stejného jména, může mít různou velikost přenášeného bloku každou 1 ms TTI (Transmission Time Interval). Schéma kódování sdíleného kanálu uplink je uvedeno na Obr. č. 30.

Jako první se z dat fyzického kanálu vytvoří transportní blok, který se opatří CRC24A kódem, následně dochází k segmentaci na menší úseky, kdy segment musí mít více než 40 bitů a méně než 6144. Každý segment se opatří opět kontrolním součtem CRC, ale již verzí 24B. Následuje kanálové kódování, které je pro transportní kanály voleno pomocí turbo kódů. Na výstupu kanálového kódování dostaneme velké množství dat a je potřeba přizpůsobit datový tok a vybrat vhodná data (Rate Matching). Přizpůsobení závisí na podmínkách nastavených pro daný fyzický kanál. Více takovýchto bloků dat (kódovaných segmentů) se dále spojuje do velkého rámce v jednotce (Code block concatenation). K takto vytvořeným datům se přidá multiplexováním několik dalších informací pro kanál, jako např. CQ – kvalita kanálu (Channel quality), PMI (Precoding Matrix Indicator), RI (Rank Indicator), RV (Redundancy Version) – udává redundanci prováděnou v bloku Rate Matching, HARQ-ACK. Po přidání těchto informací do kanálu vstupují data do kanálového prokladače.



Obr. č. 30: Zpracování UL-SCH transportního kanálu [7]

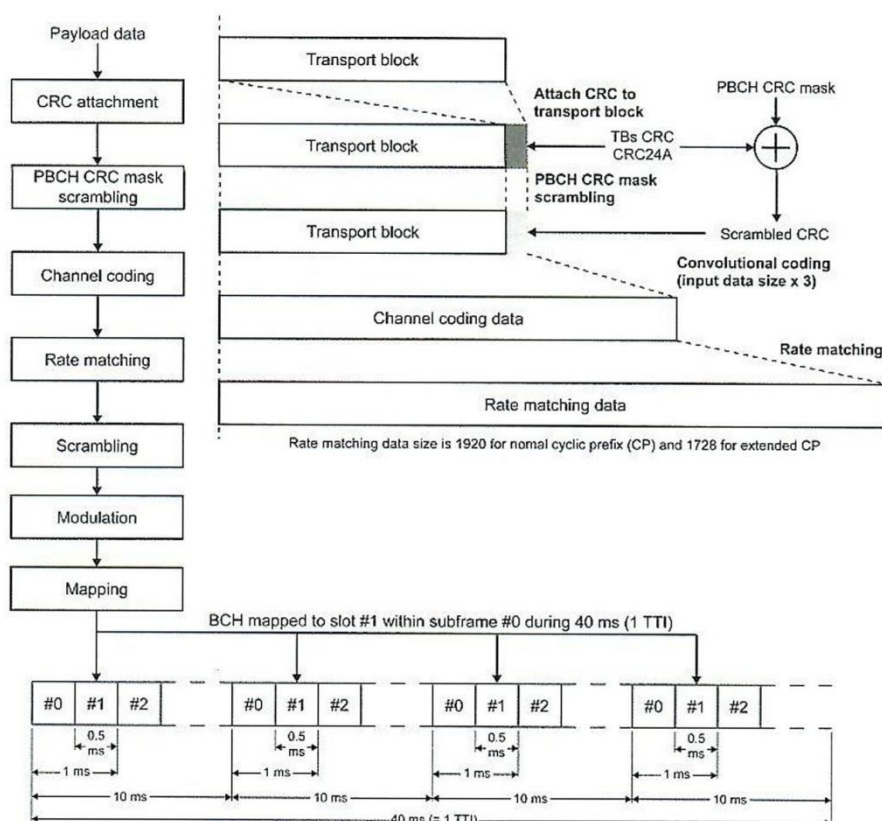
2.2.4 Zpracování kanálů ve směru downlink

2.2.4.1 Broadcast kanál (Broadcast channel) BCH

Broadcast kanál (BCH) má pevně stanovenou délku a formát. Je vysílán pro všechny uživatele na dané buňce. BCH je mapován do fyzického kanálu PBCH. Kódovaný transportní blok BCH je mapován do 4 subrámců (první 4 symboly slotu 1) za dobu 40 ms BCH TTI. Zpracování BCH jako první provází přidání kontrolního součtu CRC24A, které je dále modifikováno. CRC kód je užít za pomoci CRC masky, která může nabývat tři hodnot v závislosti na použitém počtu antén ve vysílači (viz Tab. č. 9). Po operaci skramblování CRC kódu následuje kanálové kódování s využitím konvolučního kodéru a následně probíhá úprava datového toku (Rate matching). Nyní dostáváme kódové slovo, které je vstupním slovem do OFDM modulátoru, jak je tomu v Obr. č. 31. Následuje blok skramblování, modulace a mapování do příslušných slotů. Není zde použito prokládání a technika HARQ.

Tab. č. 9: Volba CRC masky pro PBCH

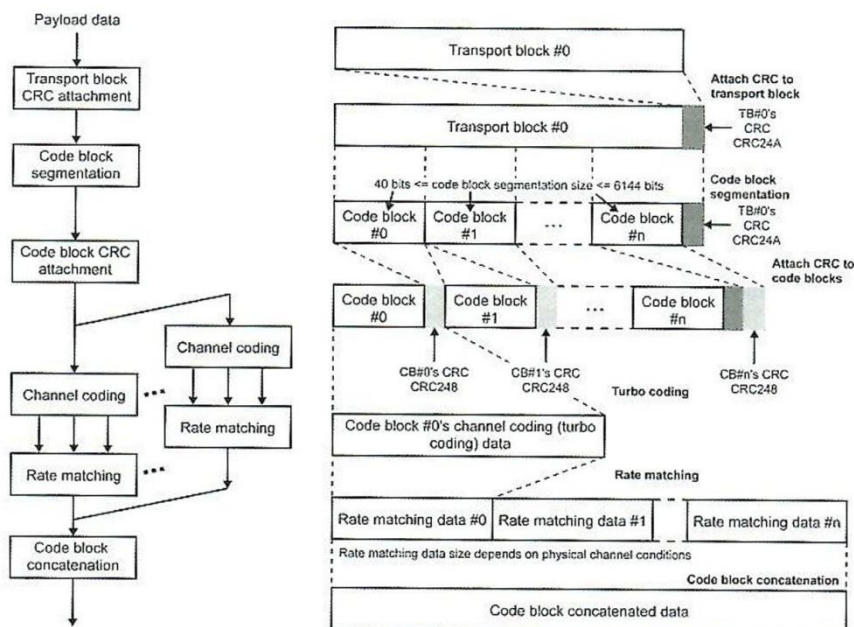
Počet vysílacích antén pro eNB	PBCH CRC maska ($x_{ant,0}, x_{ant,1}, \dots, x_{ant,15}$)
1	0,0,0,0, 0,0,0,0, 0,0,0,0, 0,0,0,0
2	1,1,1,1, 1,1,1,1, 1,1,1,1, 1,1,1,1
4	0,1,0,1, 0,1,0,1, 0,1,0,1, 0,1,0,1



Obr. č. 31: Zpracování transportního kanálu BCH v downlinku [7]

2.2.4.2 Downlink sdílený kanál (Downlink Shared Channel) DL-SCH

Downlink sdílený kanál je mapován do kanálu PDSCH každou 1 ms TTI. Kódování je stejné jako u uplink sdíleného kanálu až po skládání bloků, viz Obr. č. 32. Jako kanálového kodéru, je využito turbo kodéru.



Obr. č. 32: Zpracování transportního kanálu pro Downlink sdílený kanál (DL-SCH), Pagingový kanál (PCH) a Multicast channel (MCH) [7]

2.2.3.3 Pagingový kanál (Paging Channel) PCH

Pagingový kanál je vysílán pro všechny uživatele (Broadcast) v dané buňce. Kódovaný PCH se mapuje stejně jako Downlink sdílený kanál (DL-SCH) do kanálu PDSCH každou 1 ms TTI. Kromě toho, že nese jiné informace než DL-USCH, se kóduje a mapuje do stejného kanálu za stejných podmínek jako DL-SCH.

2.2.3.4 Multicast kanál (Multicast Channel) MCH

Multicast kanál nese informace pro více uživatelů (ne pro všechny) v dané buňce. Zpracování je stejné jako u předchozích dvou kanálů (PCH a DL-SCH). Jediný rozdíl je v tom, že kanál MCH se mapuje do fyzického kanálu PMCH každou 1 ms TTI.

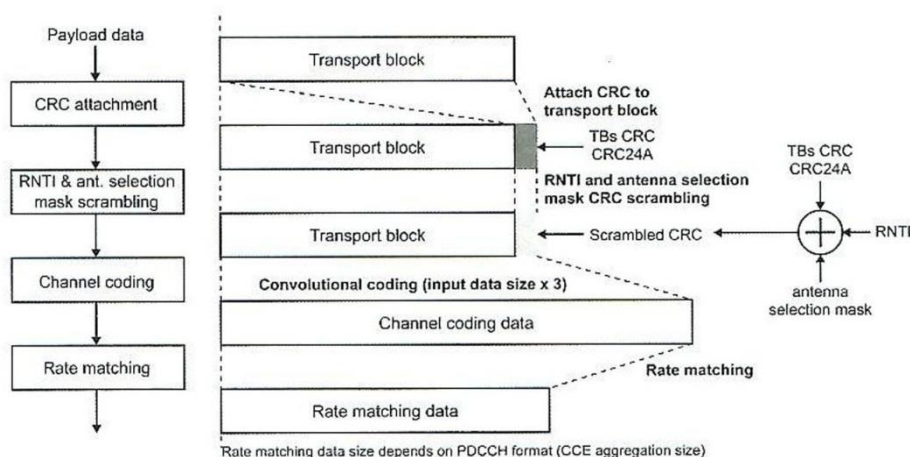
2.2.5 Downlink kódování řídicích informací (DCI)

Řídicí informace jsou mapovány do fyzického kanálu PDCCH a nesou informace jako:

- Informace formátování (modulační schéma, kódové schéma, redundance, indikátor nových dat, cyklický posun pro demodulaci RS, uplink index, CQI, HARQ informace o kódovém slovu)
- Informace o alokaci zdrojů
- Příkazy pro řízení výkonu

Tab. č. 10: Vysílací režimy pro DCI

Mód přenosu	Podmínky módu přenosu	Formát reference DCI
1	jedna anténa; port 0	1, 1A
2	diverzita	1, 1A
3	otevřená smyčka prostorového multiplexování	2A
4	uzavřená smyčka prostorového multiplexování	2
5	multi-user MIMO	1D
6	uzavřená smyčka (rank = 1)	1B
7	jedna anténa; port 5	1, 1A

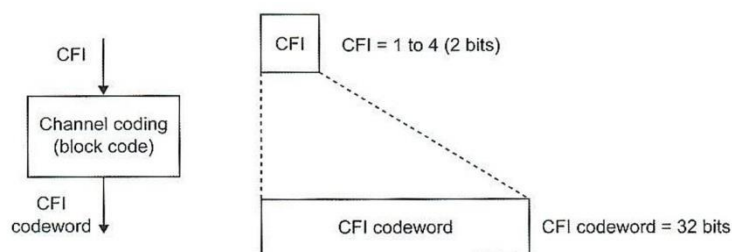


Obr. č. 33: Zpracování kontrolních informací pro DCI [7]

Každý blok DCI nese RNTI (Radio Network Temporary Identity) určené pro identifikaci koncového uživatele. DCI může mít různý formát daný nastavenými podmínkami vysílače. Kódování DCI informací probíhá dle Obr. č. 33. Transportnímu bloku se opět přidá CRC24A. Následně probíhá skramblování transportního bloku dle anténní soustavy (pro danou anténu) a daného RNTI. Takto upravený blok se kóduje pomocí konvolučního kodéru a upraví se datový tok (Rate matching). Takto kódovaná data jsou dále multiplexována s ostatními daty mapovanými do PDCCH.

2.2.5.1 Control format indicator (CFI)

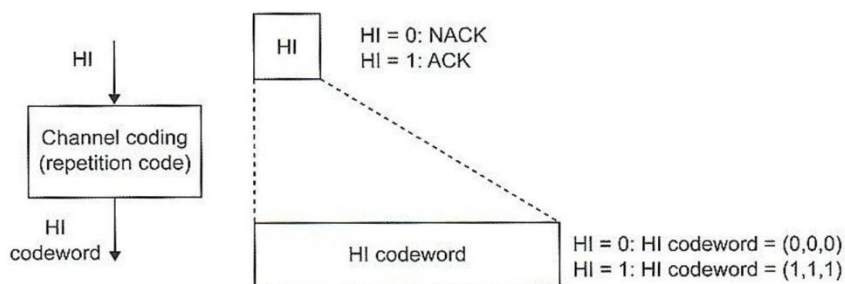
Řídící informace o formátování CFI jsou mapovány do fyzického kanálu PCFICH. FICH definuje kolik OFDM symbolů se používá pro PDCCH v subrámcu. CFI se kóduje blokově pomocí poměru 1/16 a může nabývat hodnot v rozmezí 1 až 3. Pro přenos s šířkou pásma kanálu větší než 1,8 MHz (10 RB) je počet symbolů OFDM pro subrámec přímo hodnota CFI. Pro přenos s menší šířkou pásma je výsledná hodnota CFI+1.



Obr. č. 34: Kódování CFI [7]

2.2.5.2 HARQ indikátor (HARQ Indicator)

HARQ identifikátor (HI) nese informaci hybridní ARQ ACK / NACK, která nabývá hodnoty HI = 1 pro pozitivní příjem (ACK) a HI = 0 pro negativní příjem (NACK). Tímto způsobem můžeme řídit žádosti o opakování. HI je mapován do kanálu PHICH a využívá jednoduchého opakovaného kódování s poměrem 1/3, jak je uvedeno v Obr. č. 35.



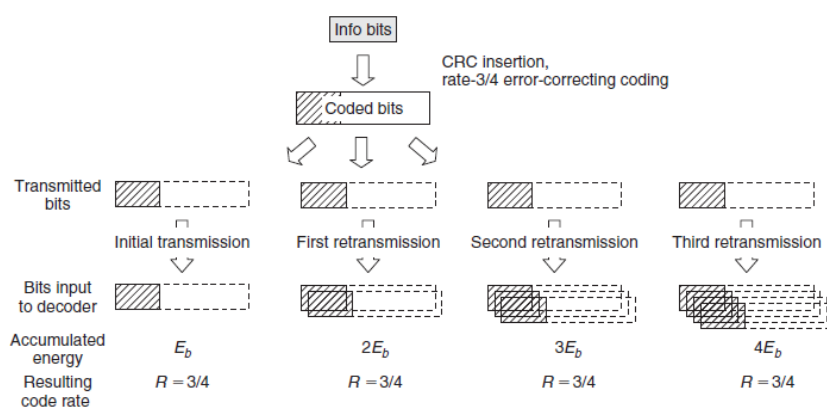
Obr. č. 35: Kódování HARQ [7]

2.3. Procedurey ve fyzické vrstvě (36.213)

2.3.1 Požadavek na automatické opakování přenosu (ARQ a HARQ)

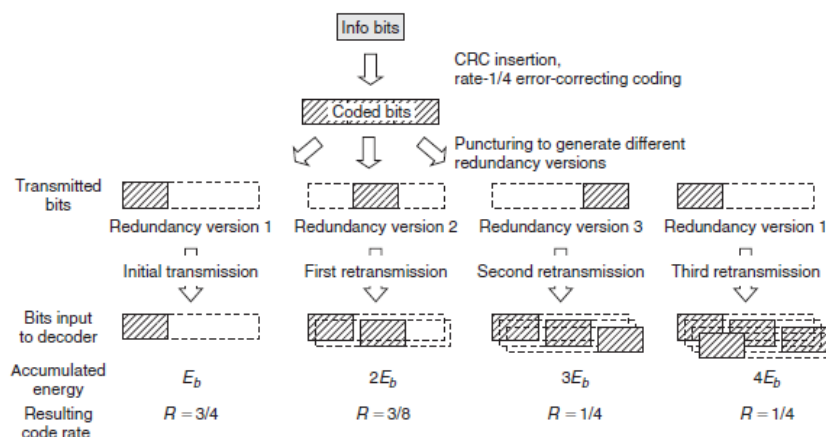
Požadavek na opakované vyslání paketu HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) spadá do protokolů druhé vrstvy (L2) a je již roky využíván v současných telekomunikačních systémech. Jedná se v podstatě o zpětný kanál, který slouží k přenosu požadavku na opakování ztracených dat na přijímací straně pomocí informace ACK/NACK (správného/ špatného příjmu). HARQ můžeme rozdělit na dva typy: HARQ 1. typu (Type-I HARQ) a HARQ 2. typu (Type-II HARQ).

HARQ 1. typu (Chase Combining) se využívá u starších systémů jako UMTS. ARQ je ve zpětném kanálu kódováno kóděm FEC (Forward Error Correction). Může se jednat o konvoluční kódy, případně turbo kódy. Výhodou tohoto kódování je dobrý přenos i při slabém signálu, kdy nám přídatná redundance příliš nevadí. Naopak při silném kanálu se přenáší stejně zakódovaný požadavek a tím se snižuje užitečný datový tok v daném pásmu. Při použití HARQ tohoto typu se na přijímací straně signál sčítá s předchozím a dochází tedy ke zvýšení poměru signálu k šumu.



Obr. č. 36: Procedura HARQ 1. typu (Chase Combining) [11]

HARQ 2. typu (Incremental Redundancy) je využívána v systémech HSDPA, HSUPA, HSPA+ a LTE. Stejně jako HARQ 1. typu používá kódování FEC, jediným rozdílem je adaptivní kódování dle intenzity signálu kanálu, kdy se v případě zhoršeného příjmu postupně přidává do signálu redundance a zvyšuje se tak kódový poměr.

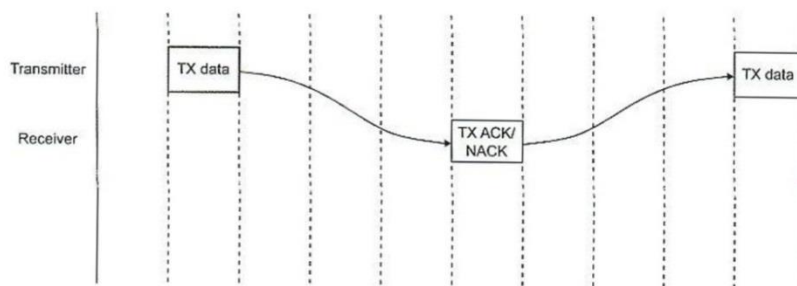


Obr. č. 37: Procedura HARQ 2. typu (Incremental Redundancy) [11]

2.3.1.1 Proces zpracování pro HARQ

HARQ proces používá tzv. stop and wait protokol, kdy vysílač vyšle data a čeká na potvrzení přijímače a teprve potom pokračuje odesláním dalších dat (ACK), případně v opakování vyslaných dat (NACK). Takový proces by zabral v komunikaci mnoho subrámců a jednalo by se o velkou časovou prodlevu, proto se využije paměť na vysílací straně, do které se ukládají vyslaná data a uvolňují se teprve tehdy, když vysílač dostane od přijímače potvrzení správného příjmu (ACK), případně se přichystají k opakování (NACK).

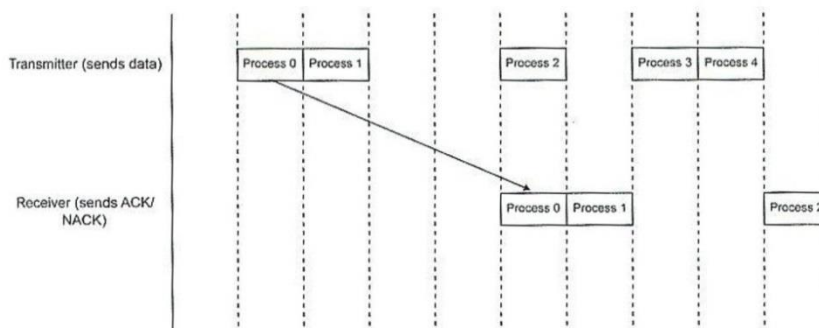
V systému LTE s využitím TDD je možnost zvolit počet HARQ procesů s variabilní čekací dobou. U FDD přenosu v uplinku je počet HARQ fixní na 8 pro UE. Ve směru downlink máme k dispozici rovněž 8 HARQ procesů na UE, ale mohou být přenášeny v kterémkoliv subrámcu.



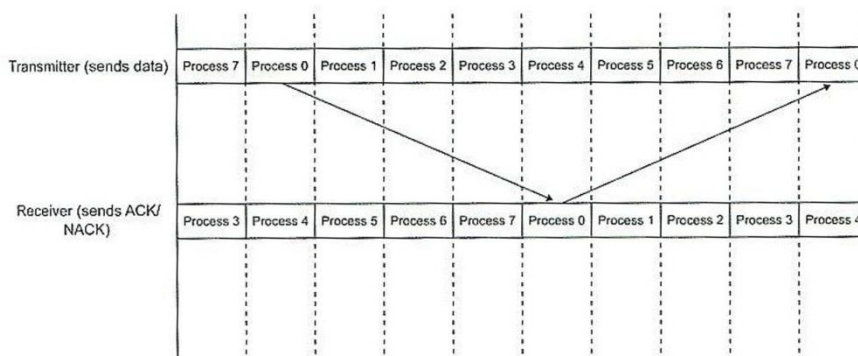
Obr. č. 38: Jednoduchý HARQ proces [7]

2.3.1.2 Synchronní a asynchronní přenos HARQ

Pro směr downlink se využívá asynchronního přenosu HARQ 2. typu (Obr. č. 39). Naopak pro uplink se využije synchronního přenosu (Obr. č. 40). Pro každý přenos se využívá osmi procesů HARQ, přičemž pro uplink je využit fixní interval přenosu. V downlinku se využívá variability použitého kódování, kdy jsou informace o redundanci HARQ určeny daty v PDSCH a PDCCH.



Obr. č. 39: Asynchronní přenos HARQ - downlink [7]



Obr. č. 40: Synchronní přenos HARQ - uplink [7]

2.3.2 Adaptivní modulace a kódování (Adaptive Modulation and Coding)

Adaptivní modulace a kódování (AMC) je mechanismus, který slouží k přizpůsobení spojení mezi vysílačem (eNB) a uživatelským zařízením (UE). Kdy na základě parametrů měřeného přenosového kanálu je vyhodnoceno použití modulace, případně úprava zabezpečení proti chybám FEC. Pokud máme k dispozici silný signál, nijak nerušený, systém může nasadit modulaci s nejvíce stavy (64QAM) a nízký kódový poměr. Naopak, dojde-li k rušení na kanálu ať už vlivem interferencí, případně jiným zdrojem rušení, na daném kmotočtu dochází k snížení propustnosti kanálu a systém má dvě možnosti: Zachování stávající modulace a zvýšení redundance v signálu pomocí zabezpečení proti chybám na přenosu FEC nebo snížit modulační schéma (např. na 16 QAM). Těmito dvěma způsoby lze upravovat datový tok k uživateli.

Aby AMC mohla pracovat správně, je potřeba vyčíst stav přenosového kanálu z parametru CQI (Channel Quality Indicator), který se přenáší v uplinku v kontrolních informacích UCI na fyzickém kanálu PUCCH nebo PUSCH. CQI může být zasíláno periodicky nebo aperiodicky, záleží na jeho nastavení.

Nastavené parametry modulace a kódování jsou uvedeny v Tab. č. 11 v závislosti na velikosti indexu kvality přenosového kanálu CQI.

Tab. č. 11: Použité kódování a modulace v závislosti na použitém CQI

CQI index	Modulace	Kódový poměr (x 1024)	Spektrální účinnost
0	mimo rozsah		
1	QPSK	78	0,1523
2	QPSK	120	0,2344
3	QPSK	193	0,3770
4	QPSK	308	0,6016
5	QPSK	449	0,8770
6	QPSK	602	1,1758
7	16QAM	378	1,4766
8	16QAM	490	1,9141
9	16QAM	616	2,4063
10	64QAM	466	2,7305
11	64QAM	567	3,3223
12	64QAM	666	3,9023
13	64QAM	772	4,5234
14	64QAM	873	5,1152
15	64QAM	948	5,5547

2.3.3 Synchronizace a vyhledávání buňky

Vyhledávací proces buňky vyžaduje jak frekvenční tak i časovou synchronizaci. UE se musí tedy synchronizovat, aby detekoval ID fyzické vrstvy buňky. Synchronizace probíhá pomocí dvou referenčních signálů vysílaných v downlinku a to primární synchronizační signál (P-SCH) a sekundární synchronizační signál (S-SCH). Tyto signály jsou přenášeny na 62 subnosných (930 kHz) poblíž DC subnosné uprostřed zabraného pásma, tím je můžeme snadněji detekovat i v případě použití různé šířky pásma (1,4 MHz, 3 MHz, atd.). Dále je nutné pro určení identifikace referenční signál (Reference signal) a fyzický broadcast kanál (PBCH). Referenční signál je přenášen vždy po 6 OFDM symbolech.

2.3.3.1 Identifikátor buňky

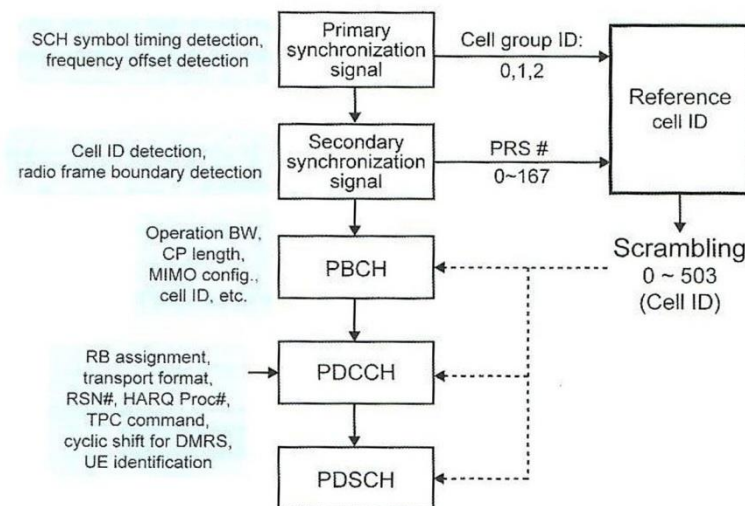
Existuje 504 unikátních identifikátorů fyzických vrstev buňky ve třech unikátních identifikátorech skupinových buněk (Cell group ID). Každá skupina obsahuje tedy 168 unikátních identifikátorů buněk. Skupinový identifikátor buněk je v rozmezí hodnot 0 až 2 a ke každému skupinovému identifikátoru odpovídá tedy identita buňky v rozmezí 0 až 167.

2.3.3.2 Proces hledání buňky

Proces vyhledávání buňky začne, když UE pomocí modulu U-SIM (Universal Subscriber Identity) zažádá o hledání buňky. Např. pokud zapneme UE, tak nemá žádné informace o okolních buňkách, takže začne hledat nejsilnější signál ze všech přijímaných. Když UE najde nejsilnější subnosnou, nesoucí synchronizační signál a PBCH kanál, začne frekvenční synchronizace. UE si najde primární synchronizační signál, ze kterého může určit nosnou frekvenci a časování slotu. V tomto okamžiku UE nemůže přesně určit, ve které polovině rámce se nalézá, dokud primární synchronizační signál není vyslán minimálně dvakrát za celý rámec.

Následuje proces dekódování, kdy UE odstraní cyklický prefix (CP) a dekóduje primární synchronizační signál a získá informaci o použité buňce skupiny (CELL group ID) v rozsahu 0 až 2. Po získání informací následuje dekódování sekundárního synchronizačního signálu, ze kterého je získána poslední část buňky o hodnotě 0 až 167. Z těchto nalezených hodnot již může UE sestavit identifikátor buňky.

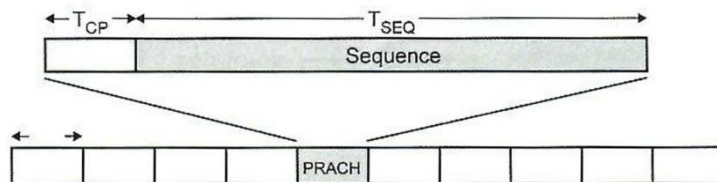
Pomocí tohoto kódu a známého časování může UE přechíst signál ve fyzickém kanálu PBCH, který nese systémové informace a PLMN (Public Land Mobile Network) identitu. Jakmile je známá identita PLMN, může UE přikročit k registraci do buňky.



Obr. č. 41: Proces hledání buňky [7]

2.3.4 Náhodný přístup (PRACH)

Fyzický kanál pro náhodný přístup v uplinku je označován jako PRACH (Physical Random Access Channel) a zabírá místo 6 sousedících zdrojových bloků (RB). Může být alokován kamkoliv v kanálu z deseti subrámců, tak jak je zobrazeno v Obr. č. 42. Slouží převážně k inicializování spojení UE s eNB.



Obr. č. 42: Struktura a umístění rámce PRACH [7]

Subrámec PRACH se skládá z cyklického prefixu o délce T_{CP} a sekvence o délce T_{SEQ} . Tyto délky mohou být upravovány v závislosti na zvolené konfiguraci preamble, kterou nastavuje vyšší vrstva systému LTE.

Tab. č. 12: Nastavení preamble kanálu PRACH

Formát preamble	Cyklický prefix (T_{CP})	Sekvenční část (T_{SEQ})
0	$3168 \cdot T_s$	$24576 \cdot T_s$
1	$21024 \cdot T_s$	$24576 \cdot T_s$
2	$6240 \cdot T_s$	$2 \cdot 24576 \cdot T_s$
3	$21024 \cdot T_s$	$2 \cdot 24576 \cdot T_s$
4 (pouze struktura rámce typu 2)	$448 \cdot T_s$	$4096 \cdot T_s$

Při nastavení preamble PRACH na hodnotu 0 je T_{SEQ} reprezentováno dlouhou Zadoff-Chu sekvencí o délce ($24576 \cdot T_s$) nebo 800 μs . PRACH je vytvořen v kmitočtové oblasti a po převedení do časové je aplikován cyklický prefix CP. Uživatelské rozhraní vysílá PRACH na nulté pozici TA (Timing Advance), ale eNB přijímá někdy později. Z tohoto důvodu je tedy nutné zabezpečení cyklickým prefixem signál PRACH před interferencí. Například pro preamble formátu 0 ($3168 \cdot T_s$), která má délku 103 μs , je ochranný interval účinný do vzdálenosti 15 km okolo buňky.

Pro preamble formátu 0 až 3 je většinou jeden zdroj náhodného přístupu za subrámeček pro režim FDD. Tab. č. 13 popisuje konfiguraci náhodného přístupu a jeho možné umístění v odpovídajících subrámečcích. Na začátku vysílání PRACH je tedy nutné, aby si UE tyto informace zjistilo ze sítě (časové a frekvenční umístění).

Tab. č. 13: PRACH časování pro jednotlivé konfigurace [5]

PRACH Configuration Index	Preamble Format	System frame number	Subframe number	PRACH Configuration Index	Preamble Format	System frame number	Subframe number
0	0	Even	1	32	2	Even	1
1	0	Even	4	33	2	Even	4
2	0	Even	7	34	2	Even	7
3	0	Any	1	35	2	Any	1
4	0	Any	4	36	2	Any	4
5	0	Any	7	37	2	Any	7
6	0	Any	1, 6	38	2	Any	1, 6
7	0	Any	2, 7	39	2	Any	2, 7
8	0	Any	3, 8	40	2	Any	3, 8
9	0	Any	1, 4, 7	41	2	Any	1, 4, 7
10	0	Any	2, 5, 8	42	2	Any	2, 5, 8
11	0	Any	3, 6, 9	43	2	Any	3, 6, 9
12	0	Any	0, 2, 4, 6, 8	44	2	Any	0, 2, 4, 6, 8
13	0	Any	1, 3, 5, 7, 9	45	2	Any	1, 3, 5, 7, 9
14	0	Any	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9	46	N/A	N/A	N/A
15	0	Even	9	47	2	Even	9
16	1	Even	1	48	3	Even	1
17	1	Even	4	49	3	Even	4
18	1	Even	7	50	3	Even	7
19	1	Any	1	51	3	Any	1
20	1	Any	4	52	3	Any	4
21	1	Any	7	53	3	Any	7
22	1	Any	1, 6	54	3	Any	1, 6
23	1	Any	2, 7	55	3	Any	2, 7
24	1	Any	3, 8	56	3	Any	3, 8
25	1	Any	1, 4, 7	57	3	Any	1, 4, 7
26	1	Any	2, 5, 8	58	3	Any	2, 5, 8
27	1	Any	3, 6, 9	59	3	Any	3, 6, 9
28	1	Any	0, 2, 4, 6, 8	60	N/A	N/A	N/A
29	1	Any	1, 3, 5, 7, 9	61	N/A	N/A	N/A
30	N/A	N/A	N/A	62	N/A	N/A	N/A
31	1	Even	9	63	3	Even	9

Zadoff-Chu sekvence používané pro kódování PRACH mají výborné autokorelační vlastnosti. Ve výsledku je možné signál PRACH detekovat na velkou vzdálenost, až do 120 km od základnové stanice při použití délky preamble 800 μs .

2.3.5 Uplink Control signaling

Základem pro použití adaptivní modulace, kódování, systému MIMO a adaptace hodnoty (Rank adaptation) je měření vlastností kanálu pomocí přijímače. Systém LTE specifikuje tři nejdůležitější parametry, které se k tomuto využívají a určují informaci o stavu kanálu CSI (Channel State Information). Jedná se o indikátor kvality kanálu CQI (Control quality information), indikátor hodnoty RI (Rank indicator) a indikátor kódovací matice PMI (Precoding matrix indicator). Report těchto informací se zasílá aperiodicky (PMI) v kanále PUSCH a periodicky (CQI, RI) v kanále PUCCH.

Channel quality indicator (CQI)

Indikátor kvality kanálu specifikuje úroveň šumu a interference danou přijímačem na dané části kanálu. CQI je dále využíván jako parametr pro plánování mapování uvnitř základnové stanice eNB. Pokud tedy dostane eNB vysoké číslo indikátoru kvality CQI, může přidělit efektivně dané kmitočty uživateli. Tato technika se nazývá frekvenčně selektivní plánování.

Rank indication (RI)

RI obsahuje hodnotu danou UE. Tato hodnota určuje počet vrstev, které mají být následně použity pro downlink vysílání. Hodnota RI specifikuje tedy maximum prostorově paralelního vysílání, které UE může zpracovat (technologie MIMO). Maximum vrstev je 4, ale některé kategorie UE podporují pouze jednu, případně dvě.

Precoding Matrix Indicator (PMI)

Precoding je proces, který adaptuje vysílaný signál k aktuálnímu stavu kanálu CSI. Pro FDD je obtížné stanovit jednu hodnotu CSI, jelikož se používají dva kmitočty, jeden pro downlink a druhý pro uplink. Velikost kódovací matice je dána velikostí codebook, která má velikost danou hodnotou RI a počtem antén. Samotná PMI je preferovaný index kódovací matice pro codebook matici. PMI má délku 4 bity pro 4 antény a 2 bity pro 2 antény.

2.4 Měření na fyzické vrstvě (36.214)

Fyzická vrstva má za úkol měřit charakteristiky v downlinku a uplinku dle normy 36.214. Naměřené informace předává vyšší vrstvě a jsou určeny pro řízení celé sítě.

2.4.1 Měření uživatelského zařízení (UE Physical layer measurements)

Uživatelské rozhraní UE měří úroveň přijímaného signálu a v důsledku komunikace s předchozími mobilními systémy je nutné zaručit i kompatibilitu. Proto musí mít uživatelské zařízení LTE možnost měřit parametry pro ostatní sítě jako UMTS FDD, UMTS TDD, GSM a cdma2000.

Následující parametry jsou měřeny:

a) Intenzita přijímaného výkonu referenčního signálu RSRP (Reference Signal Receive Power)

Jedná se o jeden ze základních měřících parametrů pomocí UE. Měření probíhá přímo v jednotkách Watt (W) pro downlink referenční signál. Měření probíhá jak pro stav spojení, tak i pro stav neaktivity (Idle)

b) Kvalita přijímaného referenčního signálu RSRQ (Reference Signal Receive Quality)

Měření intenzity signálu nám ještě samo o sobě neurčí kvalitu kanálu. Tuto kvalitu kanálu udává signál RSRQ. Signál je určen jako poměr RSRP ku E-UTRA přijímané intenzitě nosné (RSSI), která je i součástí systému UMTS. Měření kvality je důležité pro vyhodnocení systému, pro případný handover apod. Měření kvality se provádí pouze v době spojení.

c) Intenzita přijímaného signálu nosné RSSI (UTRA FDD (TDD) Carrier Received Signal Strength Indicator)

Měření intenzity se provádí jak pro časový duplex TDD, tak i pro frekvenční duplex FDD. Měří celkový přijímaný výkon, včetně generovaného šumu na straně přijímače. Tento parametr je důležitý pro určení kvality přijímaného signálu.

d) Intenzita přijímaného výkonu kódovaného kanálu RSCP (UTRA FDD CPICH Received Signal Code Power)

Využíván zejména pro UMTS a plní stejný účel jako v sítích LTE signál RSRP (měření reference).

e) Měření poměru výkonu mezi nosnou vlnou a šumem (UTRA FDD CPICH E_c/N_0)

Tento signál udává velikost (odstup) poměru výkonu nosné vlny ku výkonu šumu v kanále. Typická hodnota poměru v kanále UMTS je kolem -10 dB, přičemž indikátor CPICH je obvykle nastaven na 10 dB pod celkový výkon buňky. Měření probíhá jak v Idle režimu, tak i při spojení.

f) UTRA TDD P-CCPCH RSCP

Toto měření je podobné jako měření RSRP. Měří intenzitu kanálu P-CCPCH (Primary Control Physical Channel) a měření probíhá jak ve stavu Idle, tak i při spojení.

g) GSM Carrier RSSI

Pokud systém LTE spolupracuje s GSM, např. se systémy GPRS a E-GPRS (EDGE), je nutné měřit intenzitu signálu nosné RSSI pro GSM. GSM RSSI je měřeno na Broadcast kontrolním kanálu (BCCH) jak za stavu Idle, tak i při spojení.

2.4.2 Měření základnovou stanicí (Evolved NodeB Physical Layer Measurements)

Základnová stanice eNB měří jen málo signálů, jelikož nemusí měřit signály z předchozích generací a měří tak jen parametry dané systémem LTE.

Následující parametry jsou měřeny:

a) Downlink vysílaný výkon (Downlink RS Tx Power)

Nejedná se příliš o měření, ale spíše o report, který udává velikost vysílaného výkonu referenčního signálu. Tento report musí být přesný a musí brát v potaz i ztráty zpracováním v základním pásmu až po samotný konektor antény.

b) Přijímaný interferenční výkon (Received Interference Power)

Měří intenzitu výkonu při interferenci a tepelný šum v jednom rádiovém bloku RB. Hodnota může mít nepřesnost ± 4 dB z rozsahu mezi -117 dBm a -96 dBm. Toto měření bude použito k porovnání se stejnou hodnotou získanou ze sousední buňky o stejné frekvenci k identifikaci úzkopásmového rušení.

c) Výkon tepelného šumu (Thermal Noise Power)

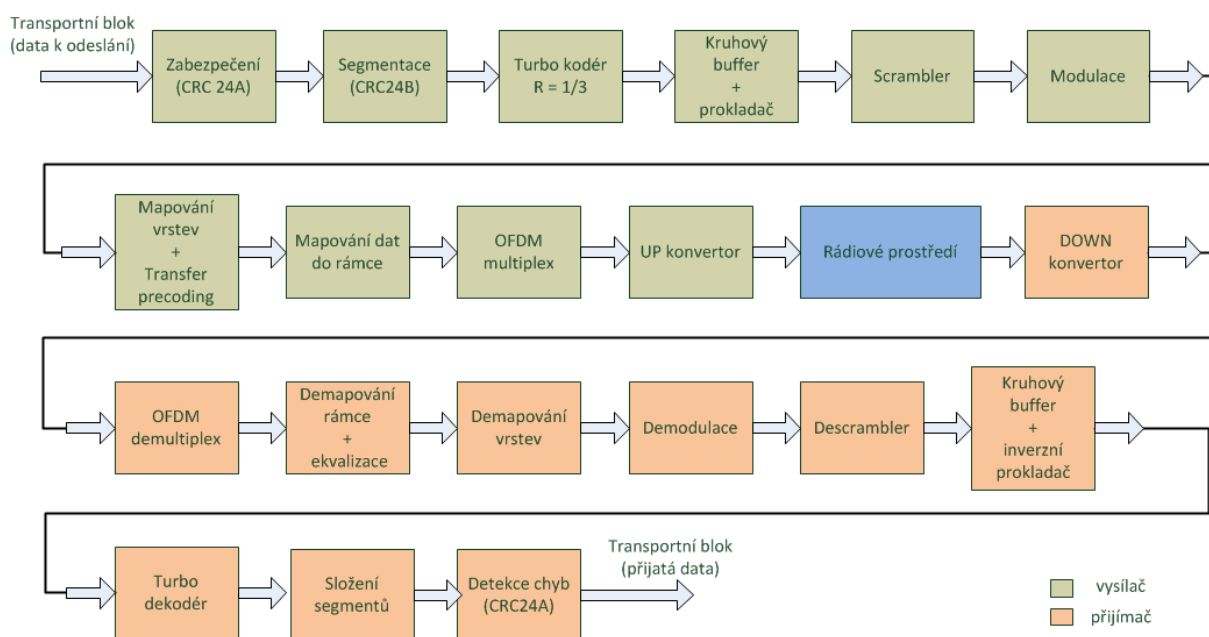
Měří tepelný šum v uplinku a jedná se o obdobné měření jako v případě měření interference, za stejný čas a stejných podmínek, ale pro více zdrojových bloků. Definice tohoto měření je dána součinem $N_0 \cdot W$, kde N_0 je výkon bílého šumu a W je šířka přenášeného pásma.

3. Popis realizovaného modelu

Vytvořený model je realizován v grafickém prostředí Matlab, kde jednotlivé bloky zpracování modelu jsou psány jako samostatné funkce. Díky grafickému rozhraní je nastavení modelu jednoduché. Výstupem tohoto modelu můžeme sledovat chybovost systému, obsazení LTE rámce, spektrum signálu, konstelační diagram dané modulace a při použití ekvalizace i hrubý odhad přenosového kanálu. Jsou zobrazovány i vedlejší parametry, jako například počet použitých subrámců a doba simulace. Program je v českém jazyce, ale je možnost přepnout do anglického jazyka. Program obsahuje i vlastní nápovědu.

3.1 Model pro downlink

Komunikace od základnové stanice (eNodeB) k mobilní stanici (UE) se nazývá downlink a je uvedena na Obr. č. 43. První část zelenou barvou představuje zpracování na základnové stanici, následuje přenosové prostředí a dále inverzní operace na mobilní stanici (hnědá barva). Funkce realizující přenos downlink dokáže zpracovávat až dvě kódová slova současně při použití funkce diverzity a MIMO. Toto zpracování je v modelu obsaženo, avšak neobsahuje funkční MIMO přijímač k detekci jednotlivých anténních signálů, proto i simulace pro downlink je typu SISO, tedy jeden přijímač a jeden vysílač. Funkce realizující přenos downlink je pojmenována jako `main_LTE_downlink`. Tato funkce je spouštěna se základními parametry z grafického rozhraní. Zpracování probíhá po subrámcích, ale OFDM multiplex a vysílání probíhá po rámcích.



Obr. č. 43: Blokové schéma komunikace pro downlink

Jako vstupní data modelu můžeme vybrat mezi vygenerováním náhodných dat o zvolené délce, nebo načíst a přenést obrázek. Je možno přenášet i barevné obrázky, ale dochází k výraznému zpoždění vlivem převodu do binární soustavy a zpět. Stejně tak dojde k výraznému prodloužení doby výpočtu při použití rozměrných obrázků. S přiloženým testovacím obrázkem je možné dosáhnout přesnosti měření bitové chybovosti až 10^{-4} . Bloky Layer mapping a transform precoding jsou v modelu realizovány, avšak nejsou plně využity z důvodů nedokončeného MIMO přijímače.

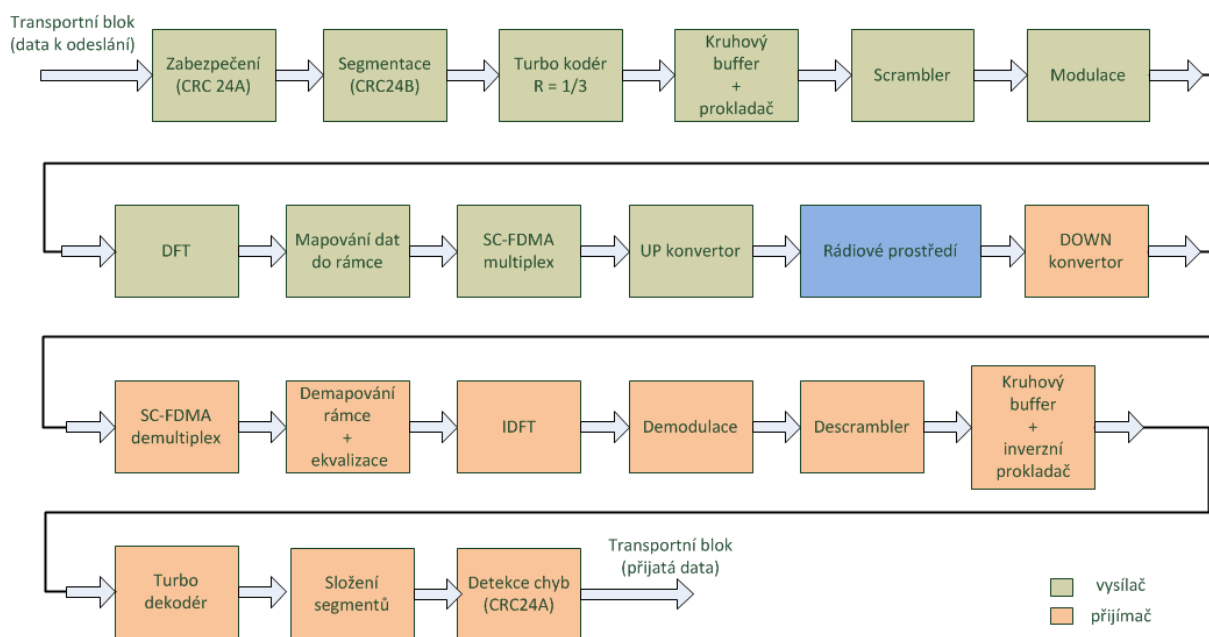
Mapování do rámce je realizováno pomocí funkcí `mapping_frame` a `mapping_subframe`. `Mapping_frame` funkce vytvoří rámec systému LTE a namapuje do něj referenční a synchronizační signály. Funkce `mapping_subframe` mapuje do rámce pouze data určená pro přenos. Nezaplněná místa jsou vyplněna nulovou hodnotou a odeslána ke zpracování OFDM.

UP a DOWN konverze na VF nosnou je volitelná. Pro její výpočet je potřeba vysoký výpočetní výkon a výrazně se tak prodlužuje doba zpracování. Protože byl počítač určený k testování vybaven grafickou kartou s technologií CUDA, byla v programu provedena úprava, která využije výkon grafické karty a zkrátí tak výrazně dobu simulace. V některých případech zkrátí výpočetní dobu až na polovinu. Avšak paměť grafické karty je omezená a při modulaci na kmitočty od 2 GHz bylo dosaženo maxima paměti grafické karty v daném počítači.

Popis přenosového prostředí je popsán v samostatné kapitole níže. Po přenosu přes toto prostředí následují inverzní operace a výpočet bitové chybovosti.

3.2 Model pro uplink

Model pro komunikaci ve směru uplink je obdobný jako model pro downlink pouze s tím rozdílem, že funkce realizující přenos může zpracovávat pouze jedno kódové slovo a neobsahuje blok layer mapping, jelikož využívá pro vysílání pouze jednu anténu. V uplinku je použit SC-FDMA multiplex, díky tomu je do blokového schématu pro zpracování (Obr. č. 44) vložen blok s názvem DFT. Tento blok slouží k diskrétní Fourierově transformaci (DFT), díky které je na výstupu multiplex typu SC-FDMA i při použití stejné funkce realizující OFDM multiplex. Po DFT transformaci je provedeno mapování, které je odlišné od modelu pro downlink. Mapování v modelu je pouze lokalizované a data se mapují na zvolený počet subnosných z dané šířky pásma rovnoměrně rozložených kolem DC nosné. Všechny zbývající bloky jsou stejné jako v části downlink, případně s menší změnou parametrů.



Obr. č. 44: Blokové schéma komunikace pro uplink

3.3 Grafické rozhraní modelu

Z důvodů možného použití modelu pro výuku bylo vytvořeno k modelu grafické rozhraní, které je uvedeno na Obr. č. 45. Model obsahuje ve vytvořeném menu nápovědu s vysvětlením jednotlivých parametrů nastavení, část o autorovi a také nabízí možnost změny jazyka, vybrat můžeme mezi češtinou a angličtinou. Grafické rozhraní je přehledně rozděleno na jednotlivé sekce, kde můžeme nastavovat parametry přenosu modelu.

Panel směr komunikace umožňuje výběr mezi uplink a downlink komunikací a možností použít up/down konvertor na VF nosnou dle zvoleného kmitočtu. Panel data určuje typ zdrojových dat

pro přenos. Možnost načtení zvoleného obrázku, případně vygenerování náhodných dat o zadané délce.

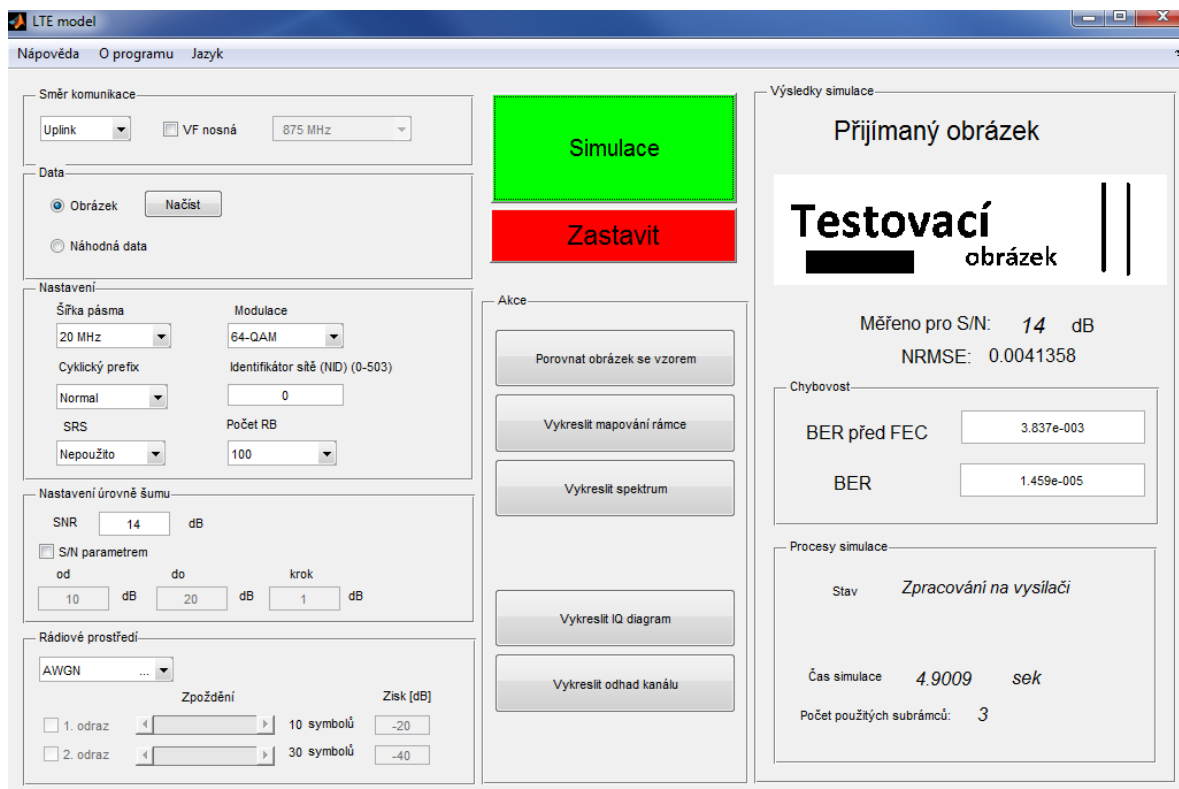
V panelu nastavení vybereme základní parametry přenosu jako použitou modulaci, šířku pásma, cyklický prefix a identifikátor sítě, který zde slouží k výpočtu umístění referenčních nosných a synchronizačních signálů. Dále při možnosti směru uplink je možné nastavovat další parametry jako počet použitých zdrojových bloků a možnost použití referenčního signálu SRS (sounding reference signal).

V panelu nastavení úrovně šumu vložíme hodnotu S/N, případně C/N pro modulaci na VF nosnou. Pokud chceme měřit charakteristiku, můžeme zatrhnout políčko SNR parametrem a zadat rozmezí hodnot s daným krokem.

Posledním panelem nastavení je nastavení prostředí. Prostor vytvářená z funkcí programu Matlab jsou k dispozici i pro VF konverzi, modely použité z TU Wien [19] jsou dostupné pouze pro simulaci S/N a neumožňují dodatečné nastavení.

Mezi výsledky simulace můžeme sledovat bitovou chybovost před a po kanálovém kódování, dobu simulace a počet použitých subrámců. V případě měření obrázku můžeme sledovat i zkrslení daného obrázku a také matematické hodnocení obrázku pomocí normované efektivní chyby NRMSE.

Po dokončení simulace si můžeme prohlédnout ve zvětšeném okně původní a přenesený obrázek, vykreslit celé mapování přenosu (všech LTE rámců), spektrum signálu na výstupu vysílače, zobrazit IQ diagram použité modulace. V případě použití ekvalizéru je možné vykreslit i hrubý odhad celého kanálu. Pro měření S/N parametrem je povolena možnost vykreslení naměřeného průběhu.



Obr. č. 45: Vytvořené grafické rozhraní pro model

Grafické rozhraní se spouští pomocí příkazu `LTE_start` v pracovním adresáři s modelem. Pro získání přístupu k naměřeným datům chybovosti z příkazového řádku Matlab musíme deklarovat globální proměnou s názvem BER (global BER).

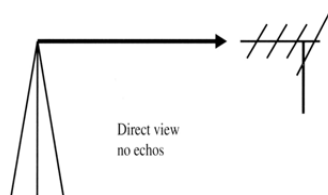
3.4 Přenosové rádiové prostředí

Zde uvedené přenosové rádiové kanály jsou dostupné ve vytvořeném modelu. Modely převzaté z vídeňského modelu [19] jsou k dispozici pouze k simulaci s parametrem S/N, ostatní modely počítají i s parametrem C/N. Modely převzaté z Vídně jsou typu FastFading a BlockFading. Rádiové kanály typu BlockFading jsou pomalu se měnící v čase, tedy jejich parametry se mění každý subrámeček, naopak FastFading jsou rychle se měnící v čase.

3.4.1 Přenosové rádiové kanály

AWGN kanál (Gaussovský kanál)

Tento kanál se vyznačuje tím, že obsahuje pouze přímou cestu signálu bez odrazů. Do této přímé cesty je vnášen aditivní Gaussovský šum, který zhoršuje odstup signál/ šum (S/N).



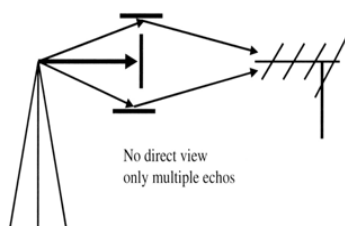
Obr. č. 46: Gaussovský (AWGN) rádiový kanál [20]

Nízké hodnoty poměru S/N se projeví nejvíce u vícecestových modulací, v našem případě nejvyšší modulace 64QAM, kde dojde ke zvýšení chybovosti vlivem špatné detekce.

Tento kanál je realizován pomocí interní funkce programu Matlab a je možné jej použít pro přenos na VF nosné.

Rayleigh kanál

V tomto kanálu se již nevyskytuje přímá cesta, ale pouze odrazy. Není tedy zajištěna přímá viditelnost mezi vysílačem a přijímačem. Tyto odrazy mají jinou amplitudu než by měla přímá cesta a jsou zpravidla zpožděny vlivem jiné dráhy. Výsledný signál na přijímači je dán součtem těchto odrazů. Tento kanál je rovněž realizován pomocí interní funkce prostředí Matlab, konkrétně funkcí rayleighchann. Funkce kanálu je pro každý přenos nově generována s výjimkou parametrického měření, kdy je kanál uložen v paměti. Funkce pro vygenerování potřebuje parametry jako doplerův posuv, symbolovou rychlost, zpoždění a průměrné výkonové úrovně jednotlivých odrazů.



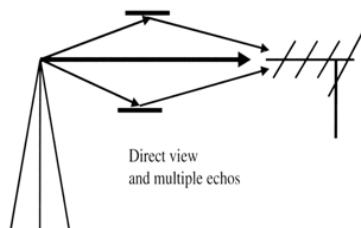
Obr. č. 47: Rayleigh kanál [20]

Kanál realizovaný funkcí rayleighchann je možné transponovat na VF nosnou (up convertor) a volit jeho parametry (počet odrazů, zpoždění a průměrný zisk). Další dva rayleigh kanály použité v modelu (Rayleigh2 a FlatRayleigh) jsou převzaty z modelu vytvořeného na TU ve Vídni. Neumožňují up konverzi na VF nosnou a podrobnější nastavení, generují se vždy náhodně pro každý nový přenos.

Kanál typu FlatRayleigh se vyznačuje tím, že v daném časovém okamžiku je konstantní přenos na všech kmitočtech (subnosných). S časem se tento přenos mění. Jelikož je definován jako BlockFading, tak změna kanálu probíhá každý subrámeček.

Rice kanál

Kanál s přímou viditelností na vysílač a s několika odrazy od okolí se nazývá Rice kanál. Přijímaný signál je dán součtem přímé cesty s několika odrazy. Implementace tohoto prostředí je pomocí funkce `ricianchann` s parametry obdobně jako je tomu u Rayleigh kanálu. První cesta není zpožděna a její průměrný přenos je roven 0 dB. Následně můžeme opět zvolit parametry dvou odrazů. Tuto funkci je možné použít jak pro měření S/N tak i C/N.



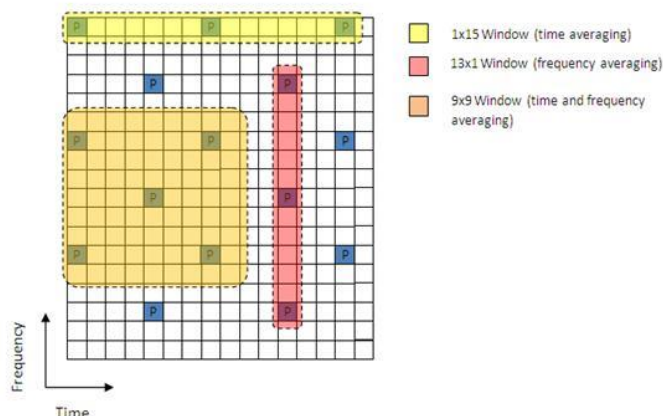
Obr. č. 48: Rice kanál [20]

PedestrianA, TU, ETU kanály

Jedná se o modely prostředí použité z modelu vytvořeného na TU ve Vídni. Tato prostředí jsou standardizovaná svými parametry. Patří do skupiny již popsaných základních kanálů. Například Pedestria-A (PedA) model určený pro simulaci při pomalé chůzi obsahuje celkem 4 přenosové cesty. Další z modelů, např. Typical Urban (TU) obsahuje až 20 odrazů bez přímé cesty a Extended Typical Urban (ETU) 9 odrazů. Tyto modely simulují městské prostředí. Přesné nastavení parametrů rádiového kanálu můžeme najít v souboru `Wien_LTE_load_parameters_dependent`.

3.4.2 Ekvalizace kanálu

Ekvalizací se snažíme upravit přijatý signál do původní podoby a eliminovat zkreslení způsobené průchodem signálu rádiovým prostředím. Využijeme k tomu známé hodnoty přenášející se na referenčních subnosných. Tyto hodnoty jsou známy na přijímací straně a porovnáním těchto hodnot s přijímanou hodnotou dostaneme přenos kanálu na daném kmitočtu v daný čas. V systému LTE je k dispozici v každém zdrojovém bloku celkem 8 referenčních symbolů. Umístění symbolů se řídí dle identifikátoru sítě NID (Network Identification). Při použití více antén pro přenos jsou přenášeny referenční signály pro každou anténu samostatně (viz Obr. č. 14). V systému LTE můžeme používat díky OFDM ekvalizaci časovou, kmitočtovou a kombinaci obou typů.



Obr. č. 49: Způsob ekvalizace v systému LTE [21]

Na přijímací straně pomocí přijatého referenčního symbolu X_m a jeho očekávané hodnoty X_{ref} můžeme stanovit přenos kanálu pro daný symbol.

$$H_m = \frac{X_m}{X_{ref}} \quad [- ; - , -] \quad (4)$$

Pokud známe přenos kanálu H_m na dané pozici v rámci, můžeme použít nejjednodušší vyrovnávač typu zero-forcing. Jeho vztah je dán rovnicí vztahem č.5.

$$G_m = \frac{1}{H_m} \quad [- ; -] \quad (5)$$

Pokud uvažujeme i vliv nízké hodnoty S/N, můžeme použít vztah č.6.

$$G_m = \frac{H_m^*}{|H_m|^2 + \frac{1}{S/N}} \quad [- ; - , -] \quad (6)$$

Z vypočítané hodnoty vyrovnávače můžeme vypočítat hodnotu přeneseného symbolu \hat{A}_m .

$$\hat{A}_m = G_m \cdot X_m \quad [- ; - , -] \quad (7)$$

V modelu je použit zero-forcing vyrovnávač s použitím interpolace přes kmitočtovou oblast a konstantní hodnotou po dobu jednoho časového slotu (0,5 ms). Jedná se tedy o velmi hrubý odhad přenosu kanálu. Výhodou realizovaného vyrovnávače je jednoduchost a nevýhodou je nízká účinnost při nízkém poměru S/N. Vhodnější vyrovnávač, např. adaptivní vyrovnávač typu MMSE (Minimum Mean Square Error) by dosáhl lepších výsledků i při nízkém poměru S/N.

4. Výsledky simulace na vytvořeném modelu

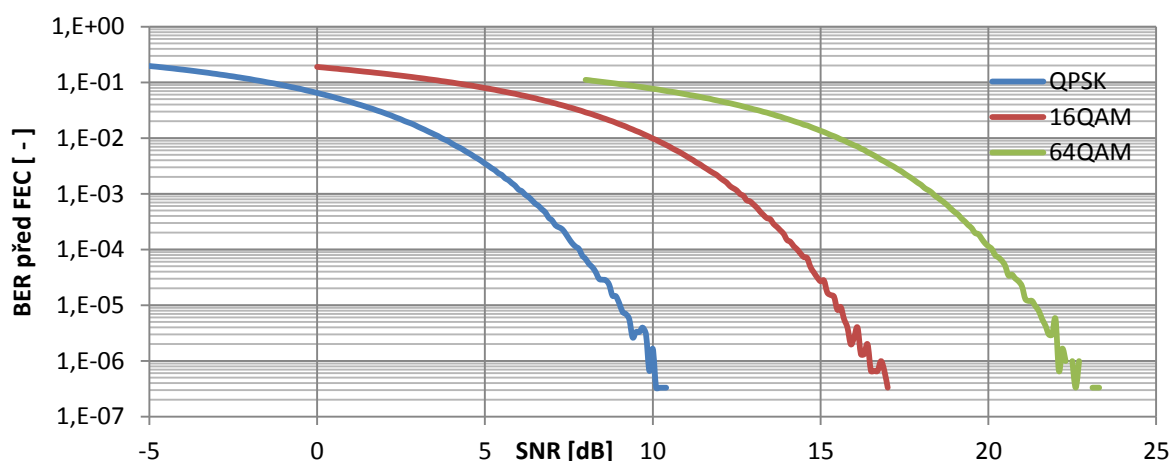
Zde uvedené výsledky jsou rozděleny na dvě části. První část obsahuje samotné měření bitové chybovosti v závislosti na poměru S/N, případně C/N v různých rádiových prostředích. Druhá část měření se věnovala zkreslení přenášeného obrázku vlivem průchodu rádiovým kanálem s danými parametry. Jako doplňující měření na modelu bylo provedeno měření spektra signálu na vysílací straně, IQ modulační diagram, mapování vyslaného rámce a průběh ekvalizace.

4.1 Naměřené charakteristiky chybovosti

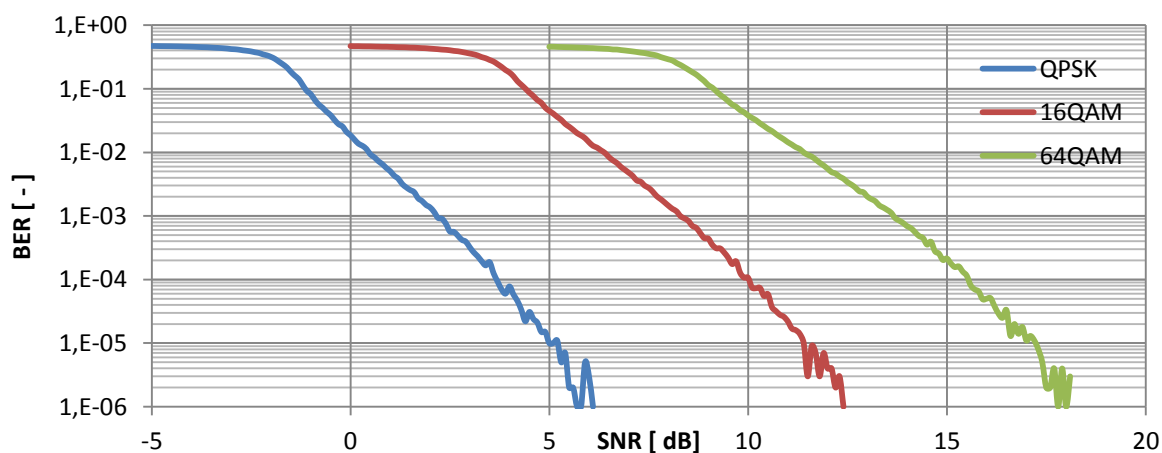
Následující charakteristiky byly měřeny pro náhodná data o délce 10^6 bitů (S/N) a 10^5 bitů (C/N). Parametrem byl poměr S/N, případně C/N, typ použité modulace a typ cyklického prefixu. Měření je rozděleno dle jednotlivých rádiových kanálů a v poslední podkapitole je provedeno srovnání. Všechna zde uvedená měření jsou uskutečněna pro šířku pásma $B = 20$ MHz a identifikátor sítě NID = 0.

4.1.1 AWGN rádiový kanál

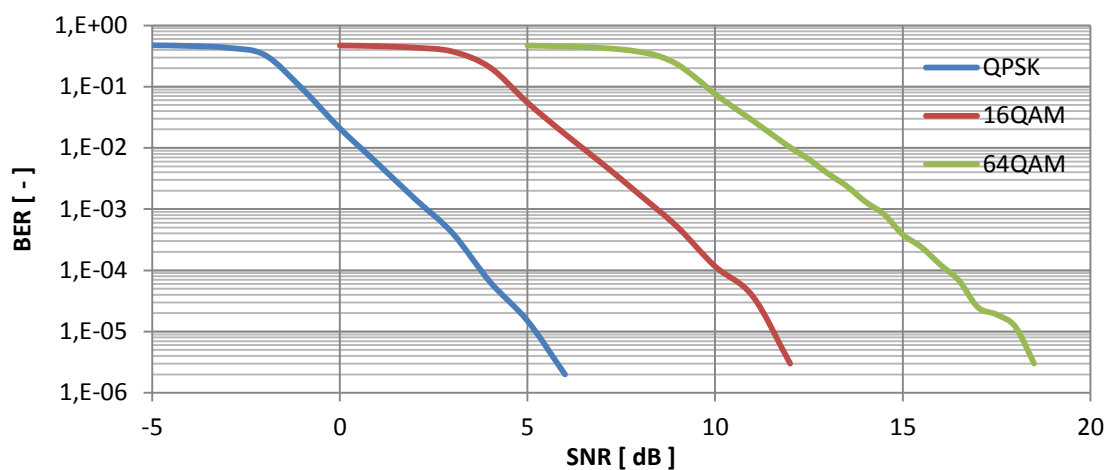
Graf č. 1: BER před FEC – AWGN kanál, downlink (normal CP)



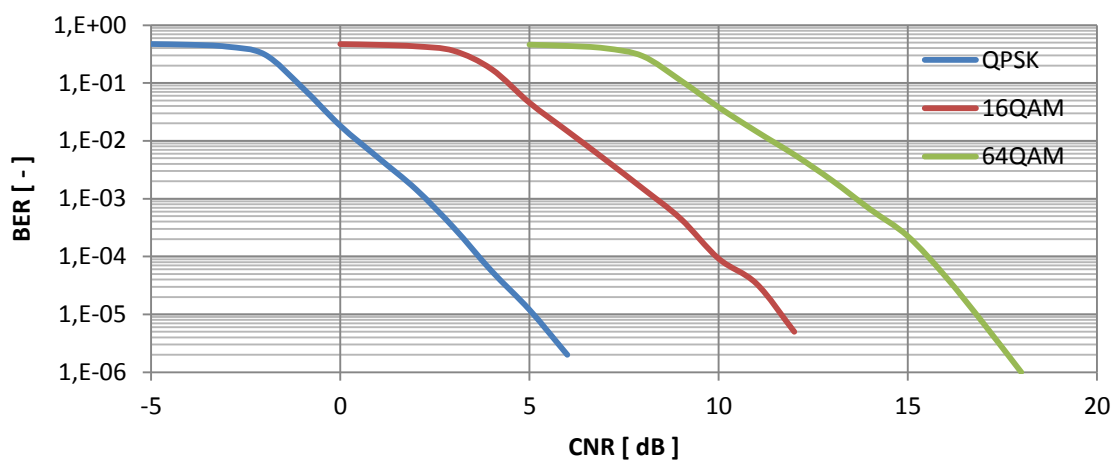
Graf č. 2: BER – AWGN kanál, downlink (normal CP)



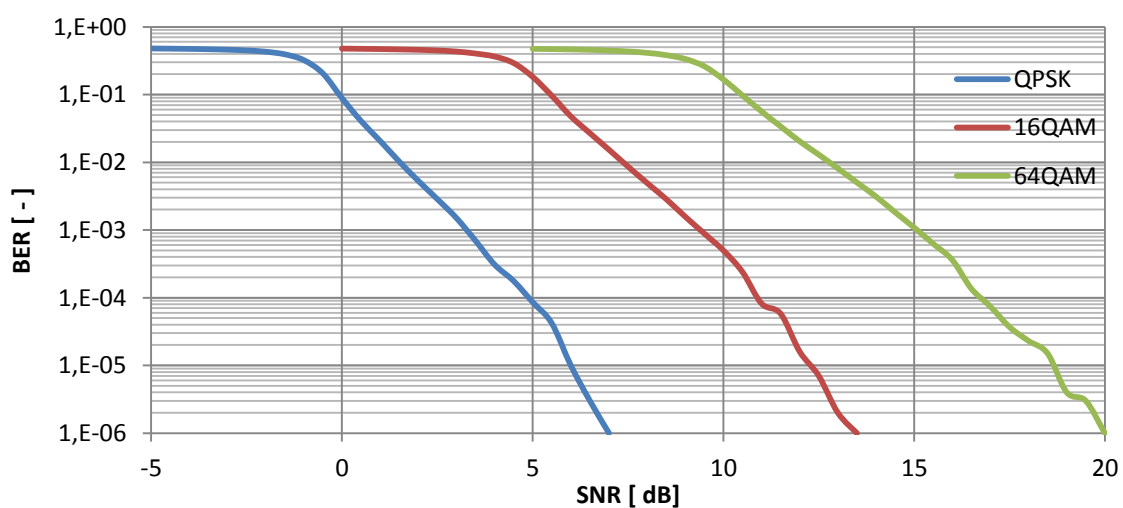
Graf č. 3: BER – AWGN kanál, downlink (extended CP)



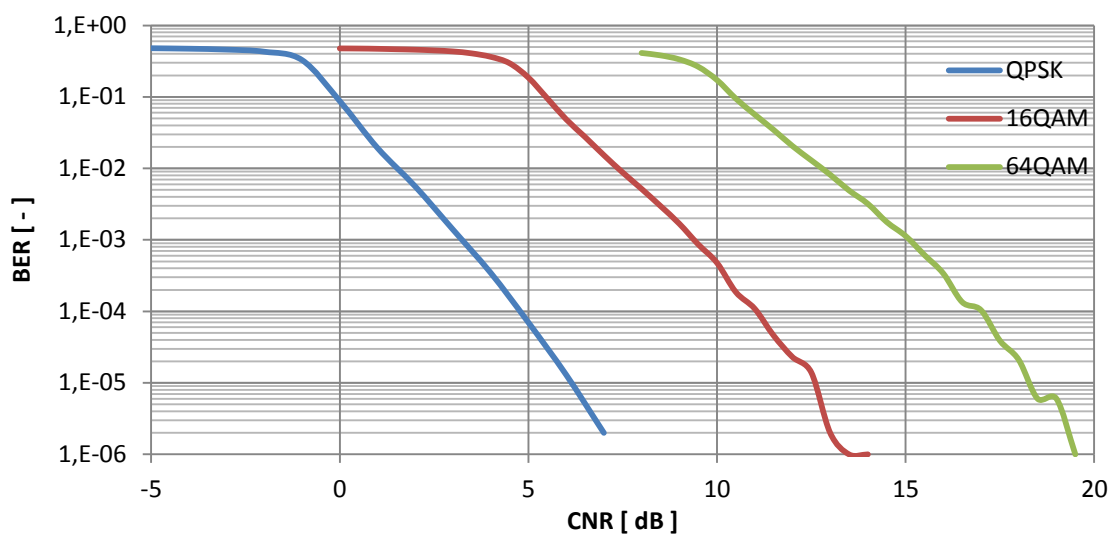
Graf č. 4: BER – AWGN kanál, downlink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875$ MHz



Graf č. 5: BER – AWGN kanál, uplink (normal CP)



Graf č. 6: BER – AWGN kanál, uplink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875$ MHz

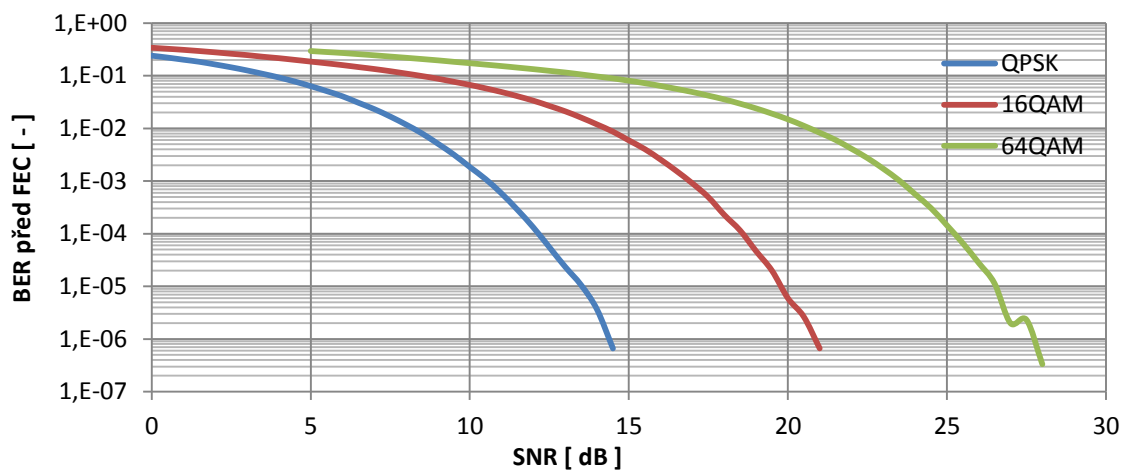


4.1.2 Rayleigh kanál

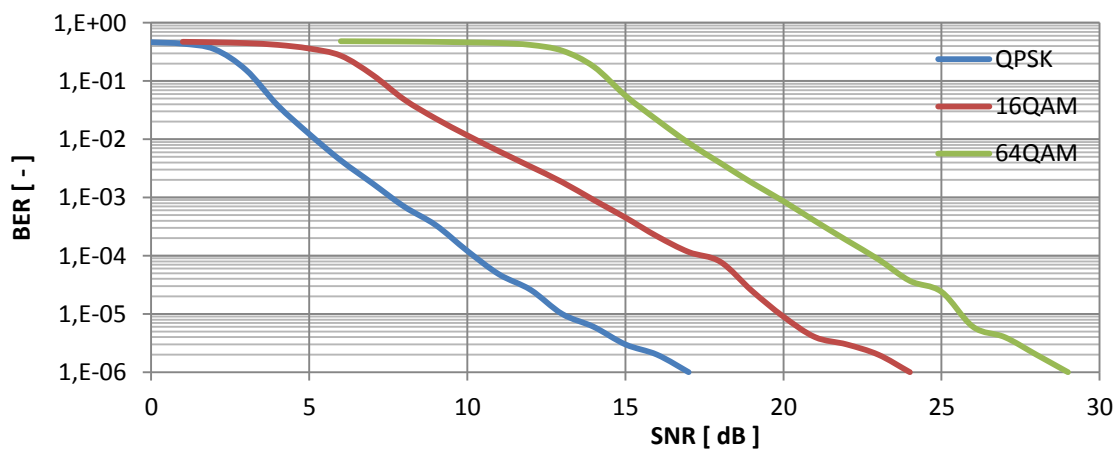
Parametry Rayleigh kanálu:

1. odraz ($t_{\text{zpož}} = 0$ ns, $G_{\text{AVG}} = -3$ dB)
2. odraz ($t_{\text{zpož}} = 162$ ns, $G_{\text{AVG}} = -10$ dB)
3. odraz ($t_{\text{zpož}} = 813$ ns, $G_{\text{AVG}} = -40$ dB)

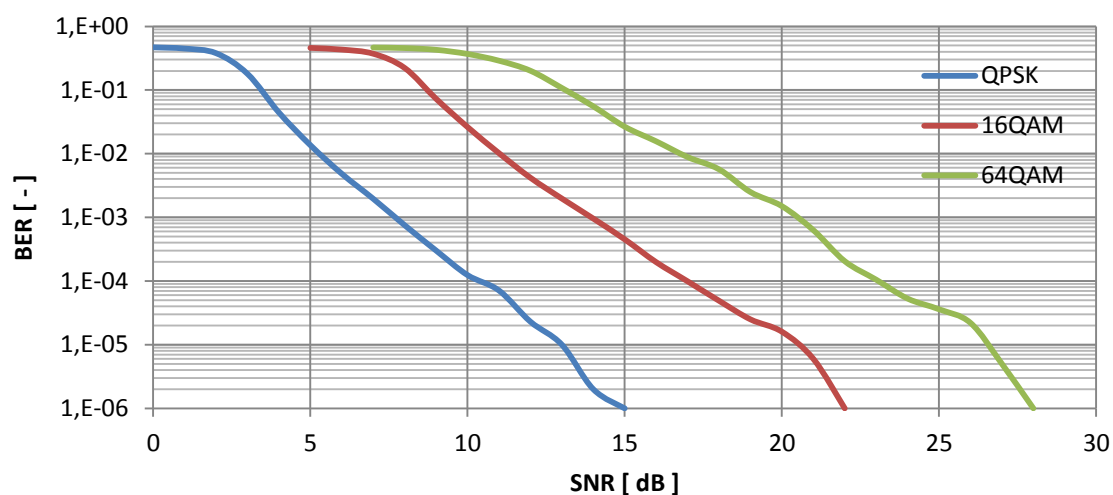
Graf č. 7: BER před FEC – Rayleigh kanál, uplink (normal CP)



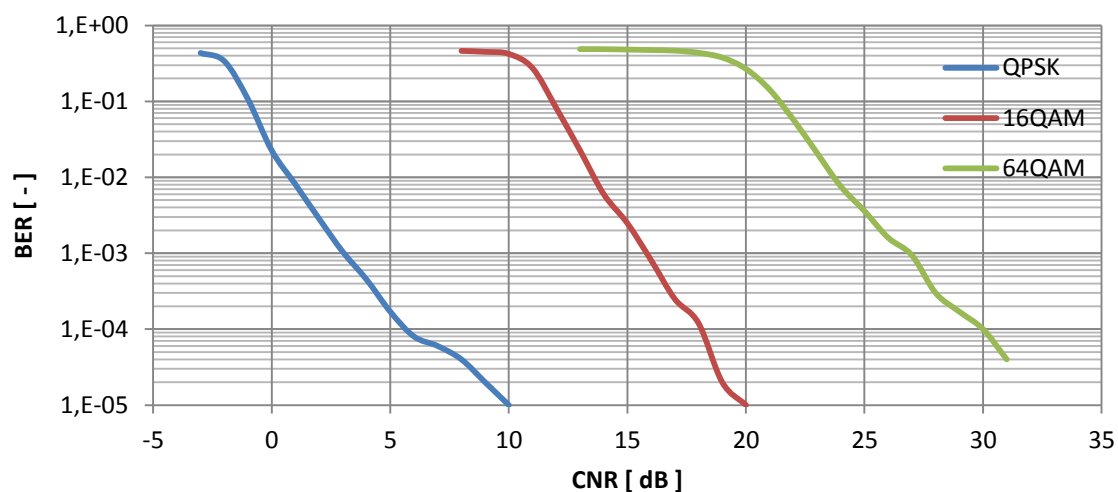
Graf č. 8: BER – Rayleigh kanál, downlink (normal CP)



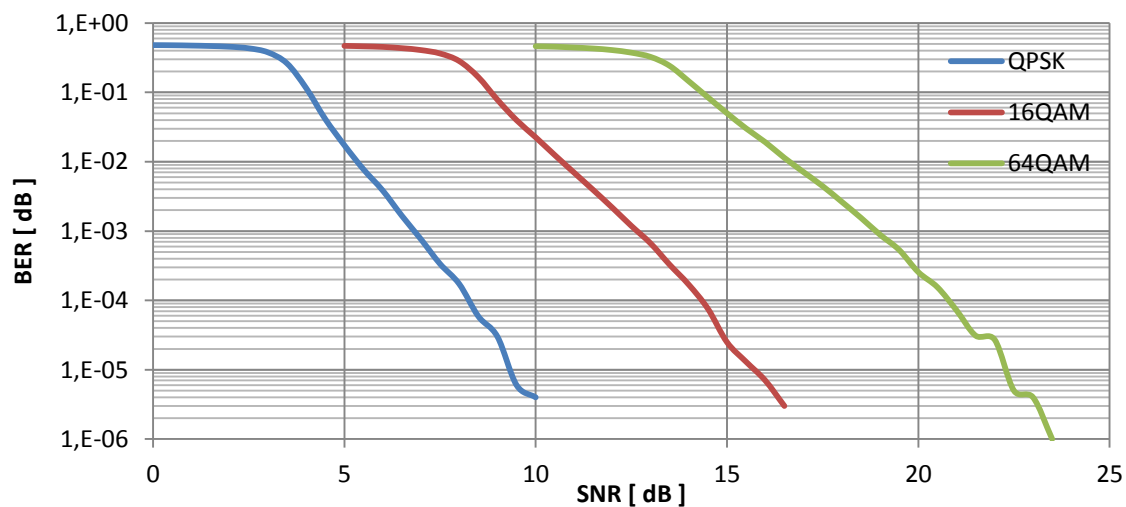
Graf č. 9: BER – Rayleigh kanál, downlink (extended CP)



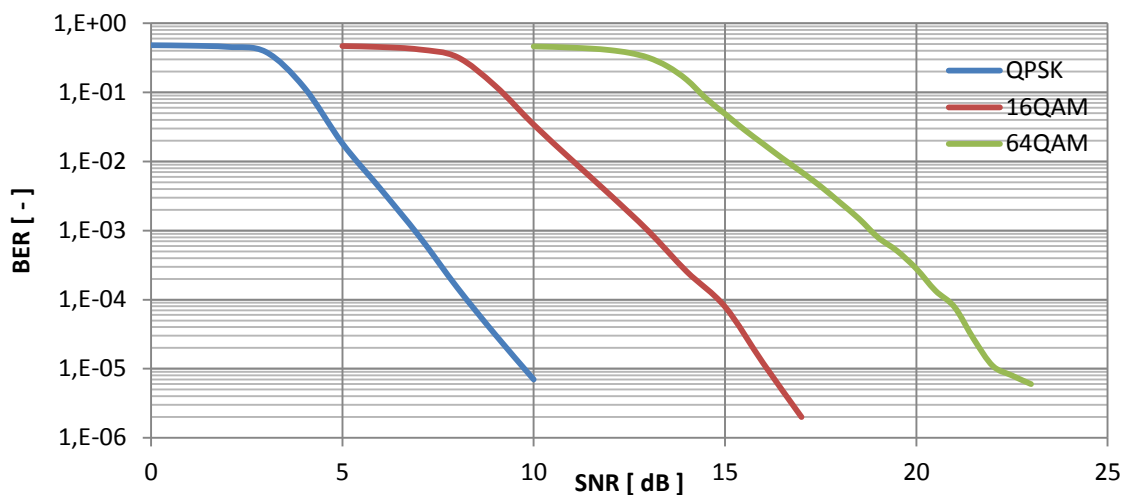
Graf č. 10: BER – Rayleigh kanál, downlink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875$ MHz



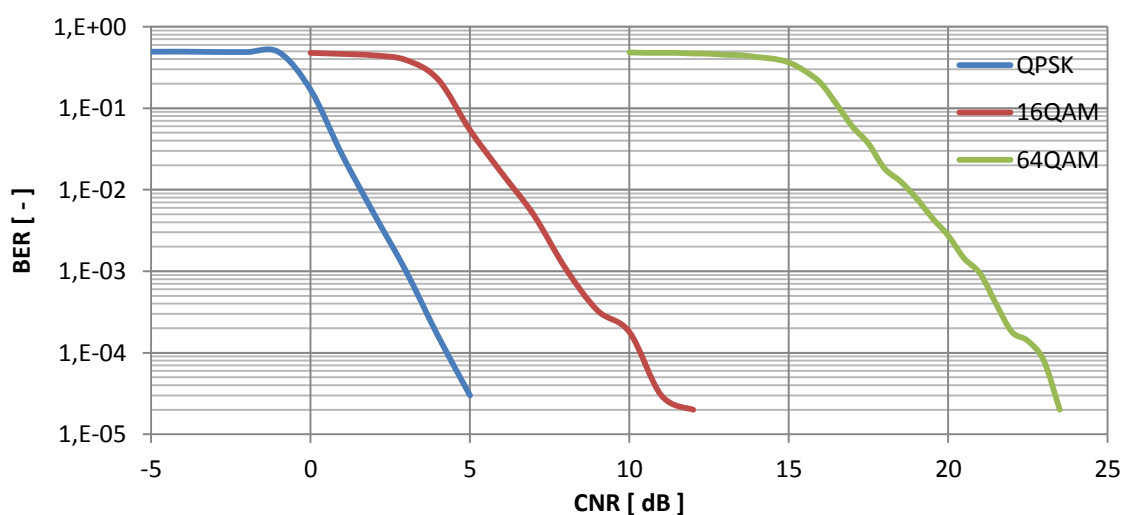
Graf č. 11: BER – Rayleigh kanál, uplink (normal CP)



Graf č. 12: BER – Rayleigh kanál, uplink (extended CP)

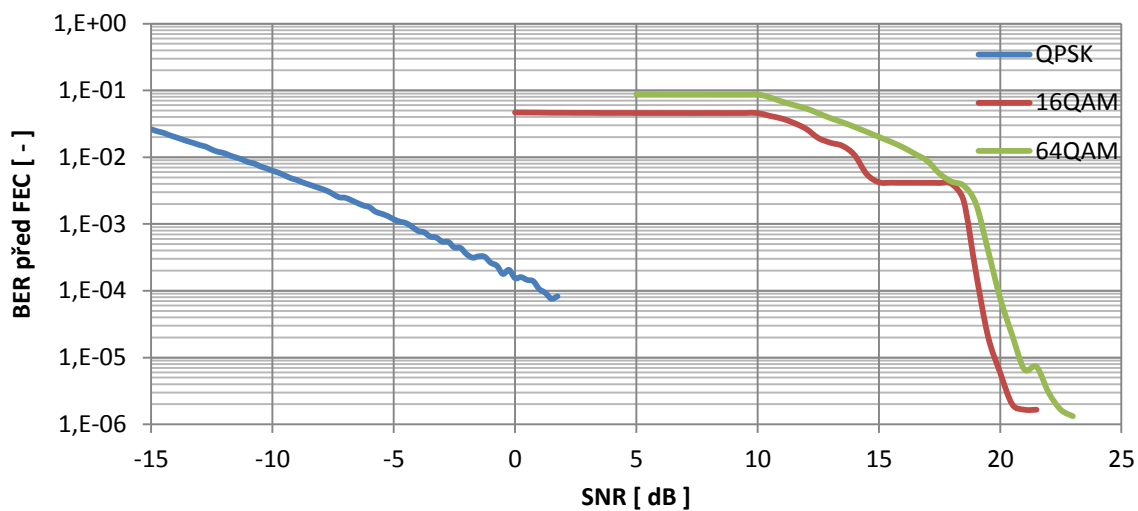


Graf č. 13: BER – Rayleigh kanál, uplink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875$ MHz

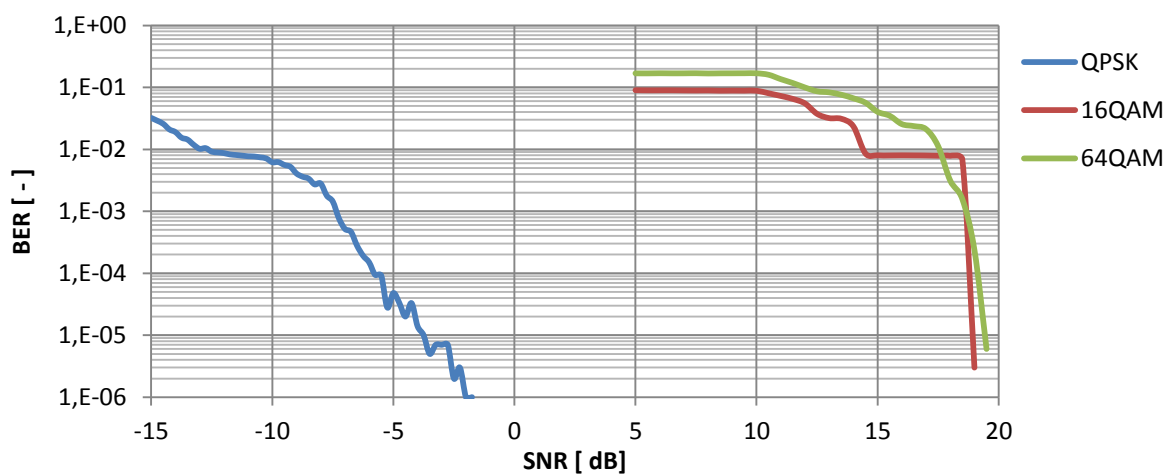


4.1.3 FlatRayleigh kanál

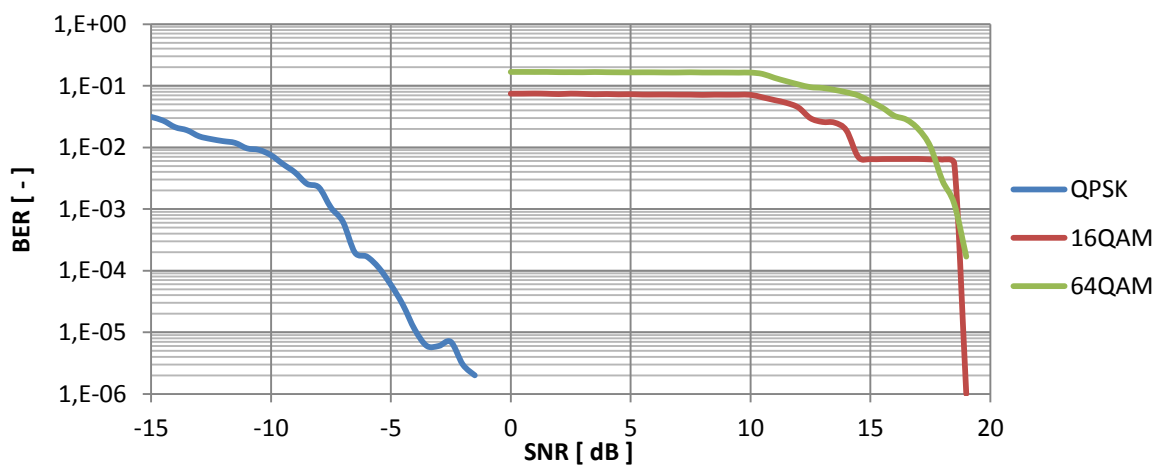
Graf č. 14: BER před FEC – FlatRayleigh kanál, downlink (normal CP)



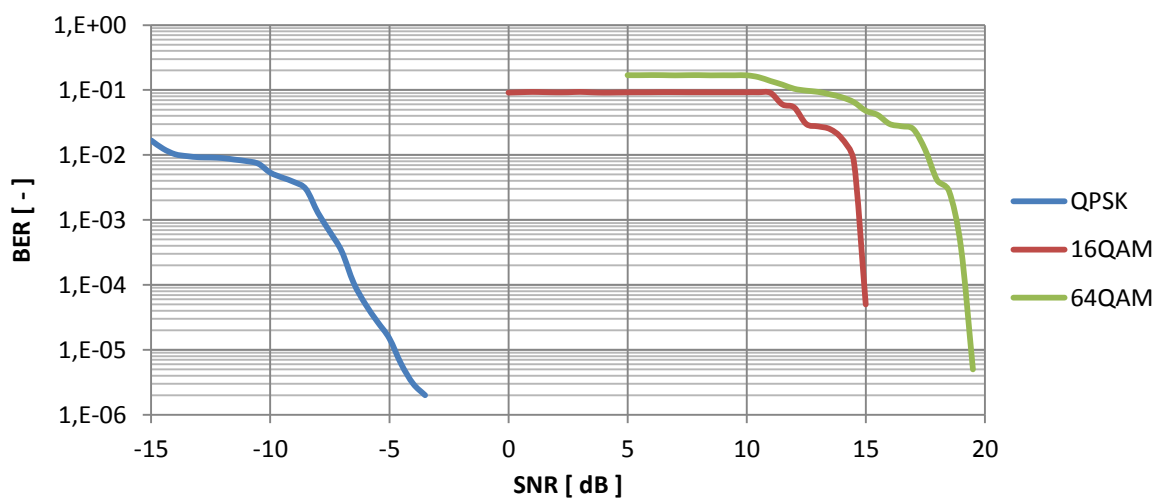
Graf č. 15: BER – FlatRayleigh kanál, downlink (normal CP)



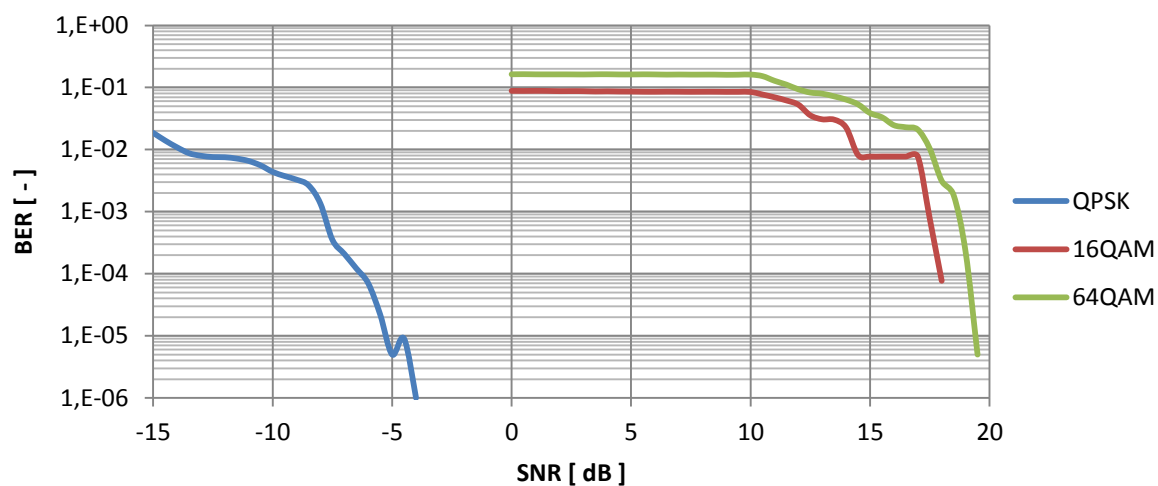
Graf č. 16: BER – FlatRayleigh kanál, downlink (extended CP)



Graf č. 17: BER – FlatRayleigh kanál, uplink (normal CP)

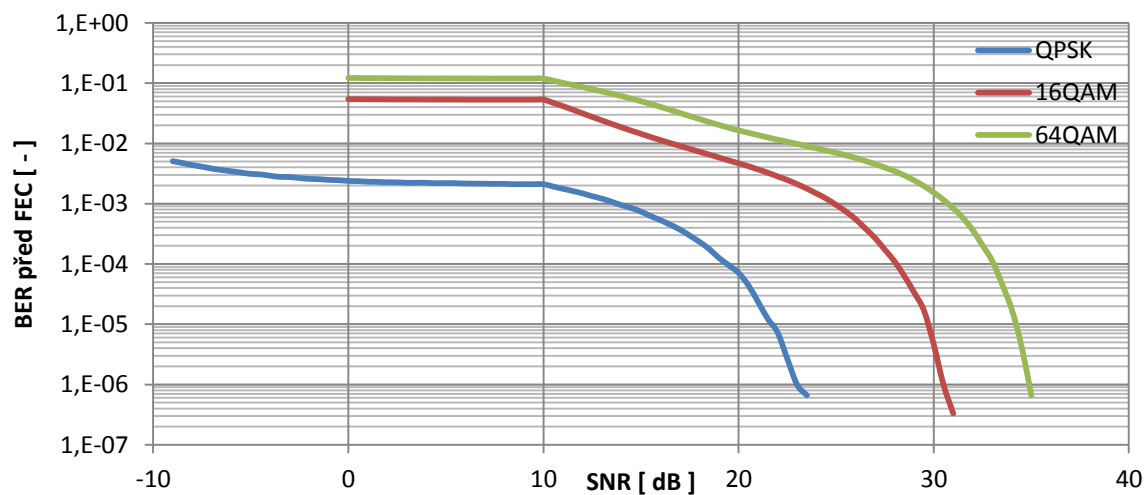


Graf č. 18: BER – FlatRayleigh kanál, uplink (extended CP)

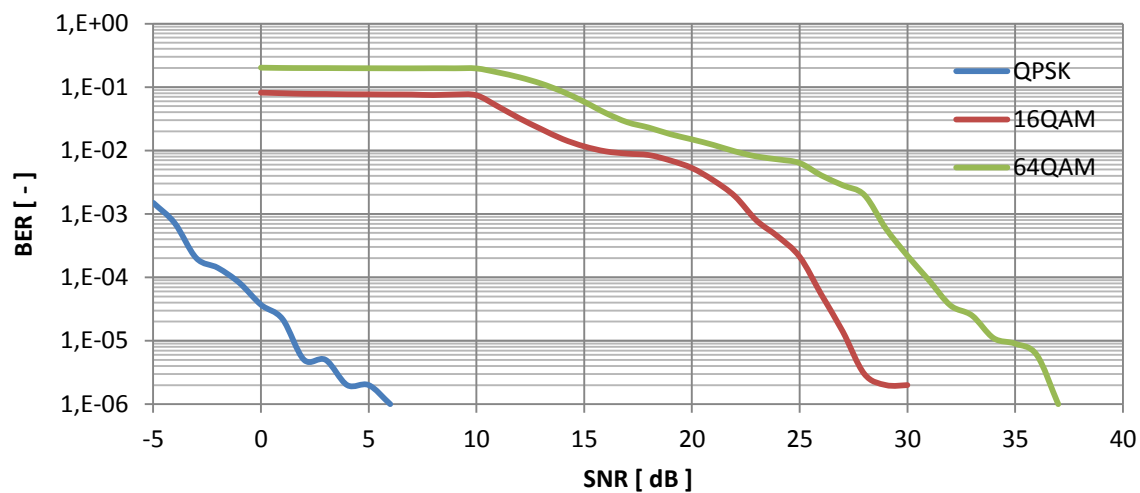


4.1.4 Pedestrian-A kanál (BlockFading)

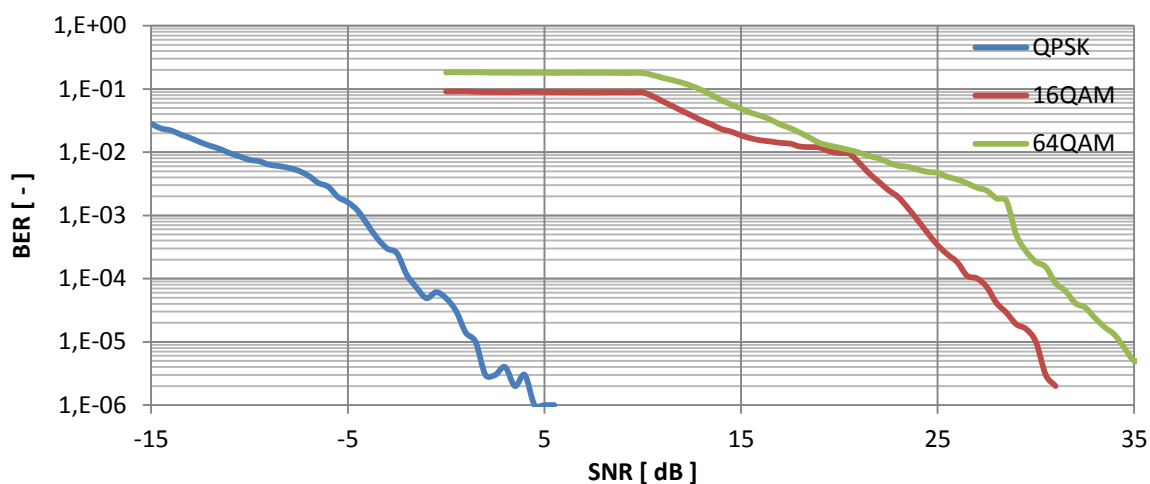
Graf č. 19: BER před FEC – Pedestrian-A kanál, uplink (normal CP)



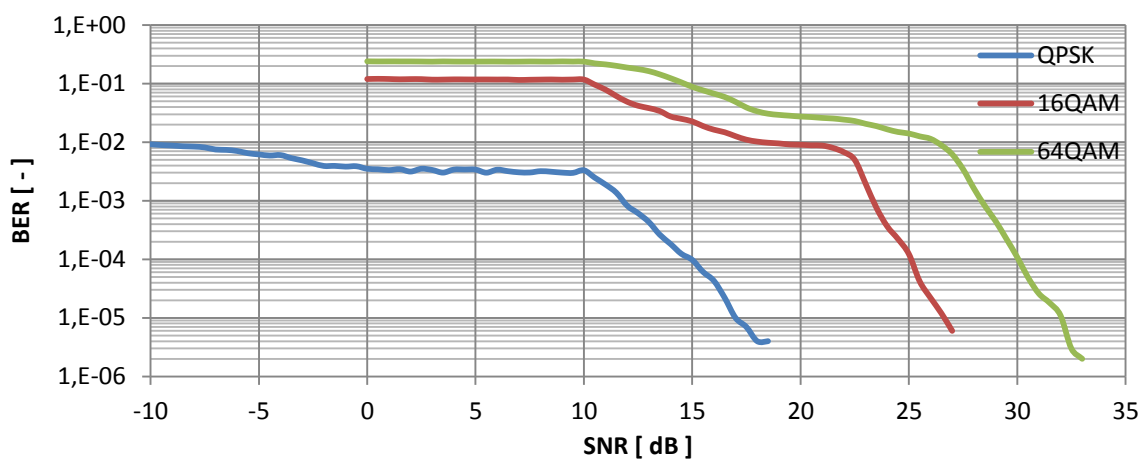
Graf č. 20: BER – Pedestrian-A kanál, downlink (normal CP)



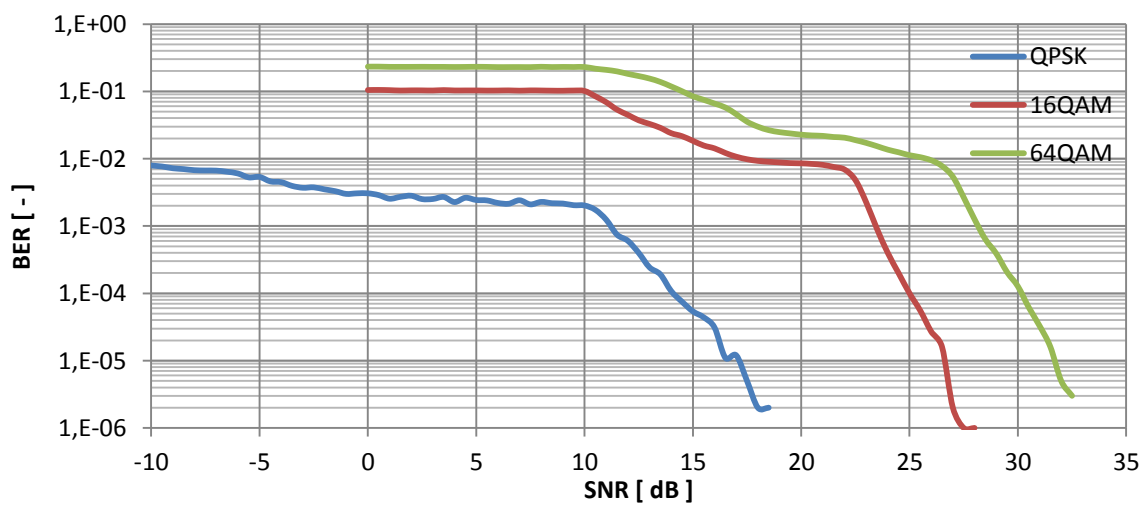
Graf č. 21: BER – Pedestrian-A kanál, downlink (extended CP)



Graf č. 22: BER – Pedestrian-A kanál, uplink (normal CP)



Graf č. 23: BER – Pedestrian-A kanál, uplink (extended CP)

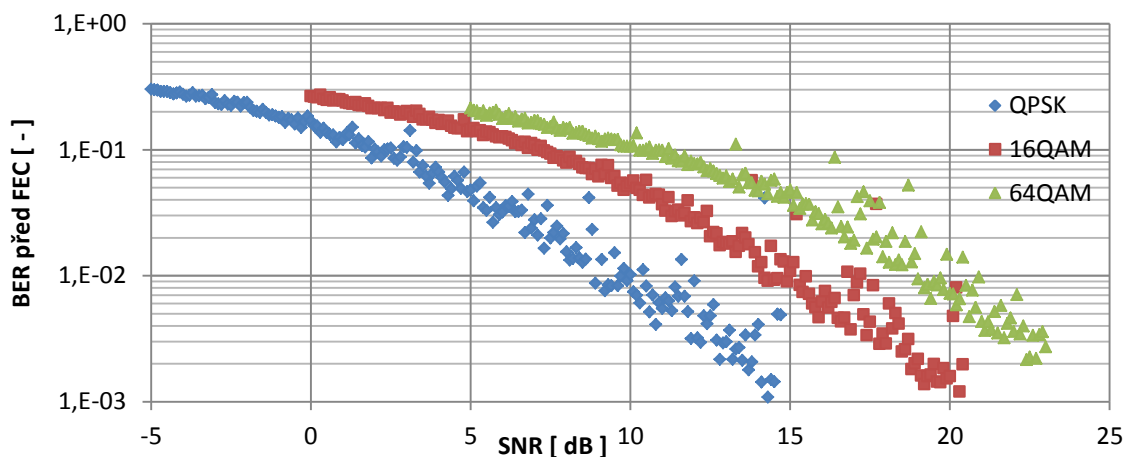


4.1.5 Rice kanál

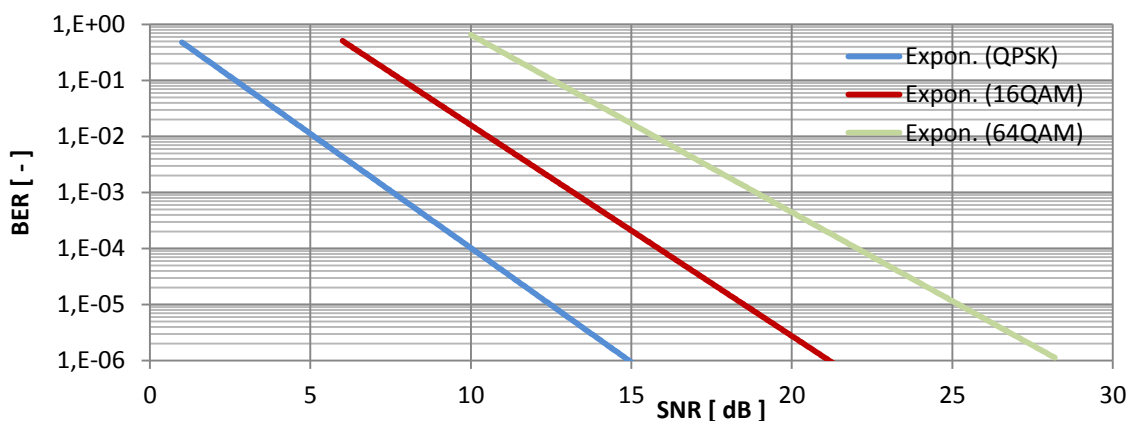
Tento kanál byl nejhůře měřitelný ze všech měřených kanálů a vykazoval určitou nepřesnost, proto byly naměřené hodnoty proloženy exponenciální křivkou, která je směrnici naměřených hodnot. Převážně je tato nepřesnost způsobena použitím konstantních hodnot ekvalizéru po dobu jednoho slotu (0,5 ms).

Parametry Rice kanálu: 1. odraz ($t_{\text{zpož}} = 162 \text{ ns}$, $G_{\text{AVG}} = -10 \text{ dB}$)
2. odraz ($t_{\text{zpož}} = 813 \text{ ns}$, $G_{\text{AVG}} = -40 \text{ dB}$)

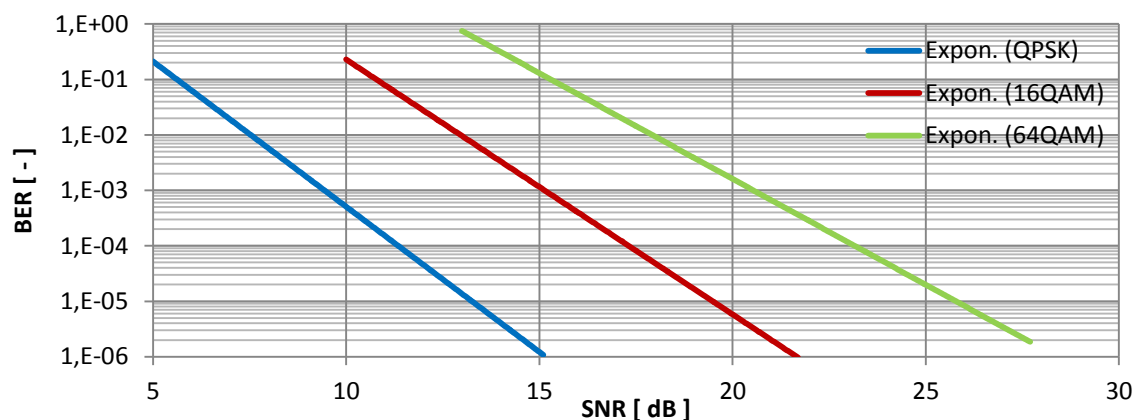
Graf č. 24: BER před FEC – Rice kanál, downlink (normal CP)



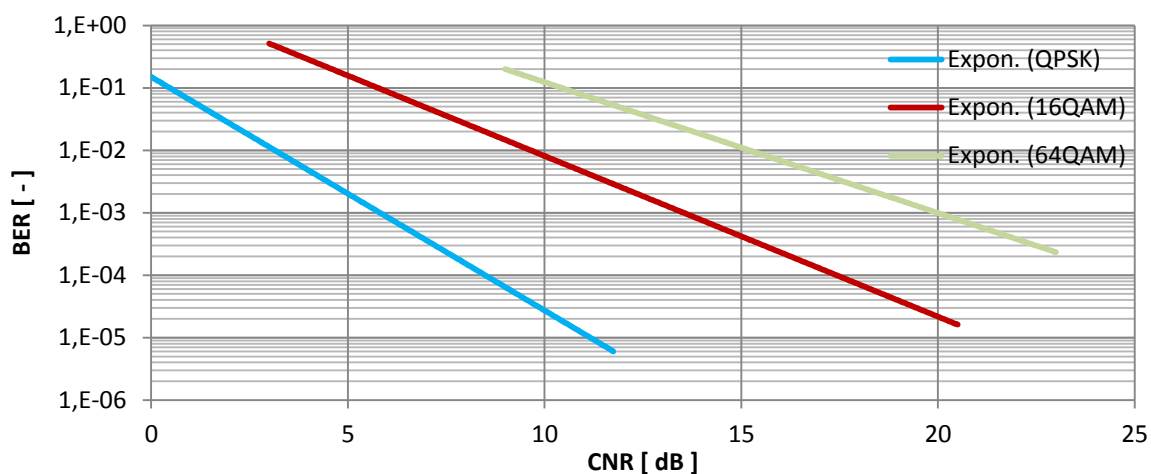
Graf č. 25: BER – Rice kanál, downlink (normal CP)



Graf č. 26: BER – Rice kanál, uplink (normal CP)

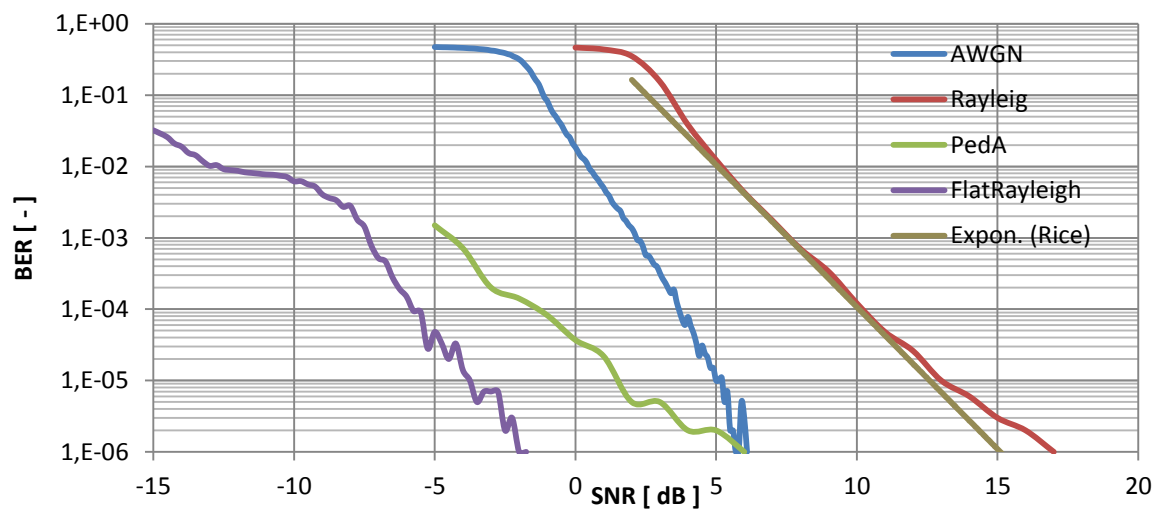


Graf č. 27: BER – Rice kanál, downlink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875 \text{ MHz}$

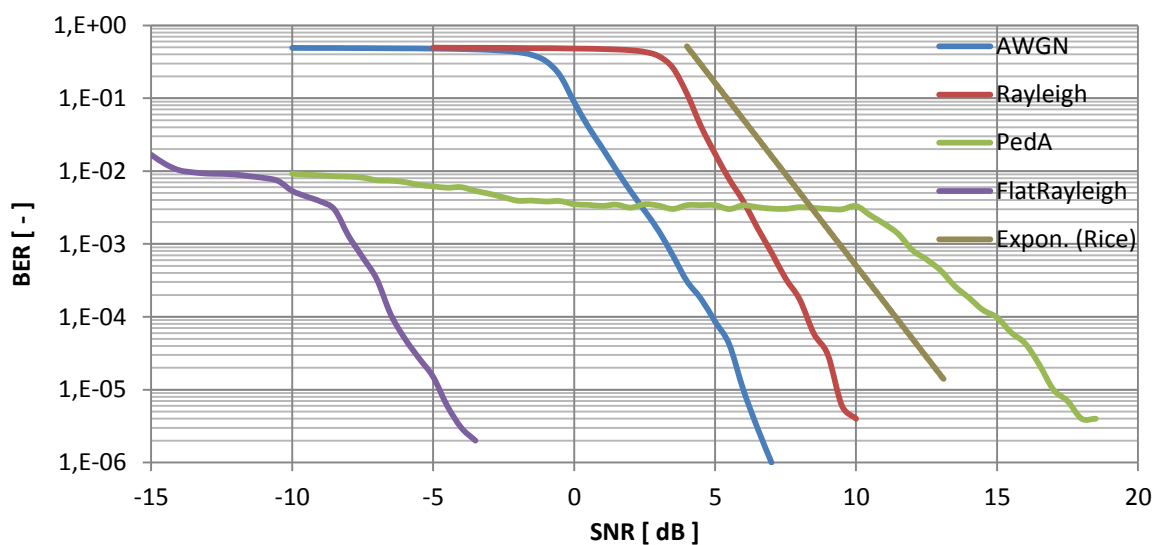


4.1.6 Porovnání rádiových kanálů dle použité modulace

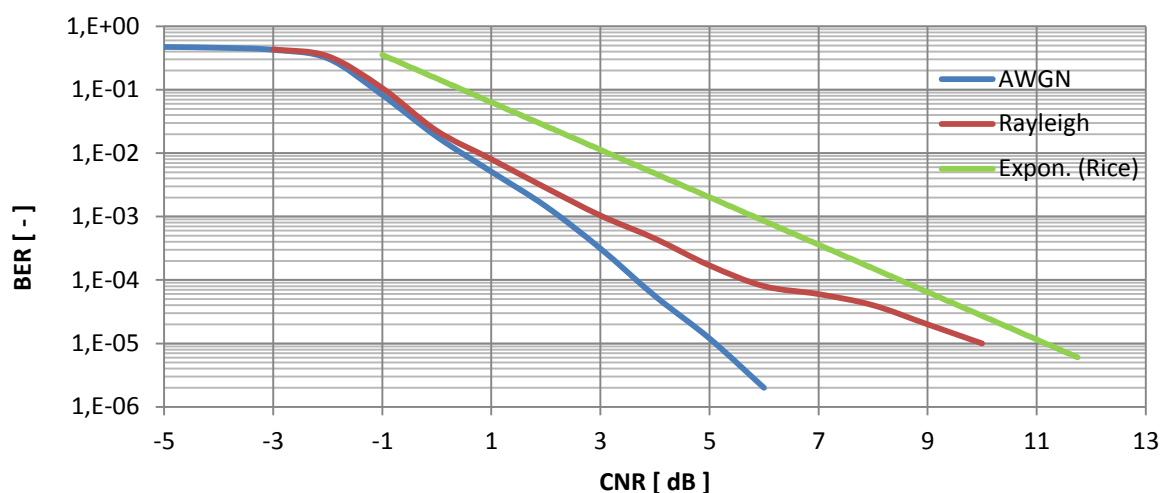
Graf č. 28: BER pro modulaci QPSK – downlink (normal CP)



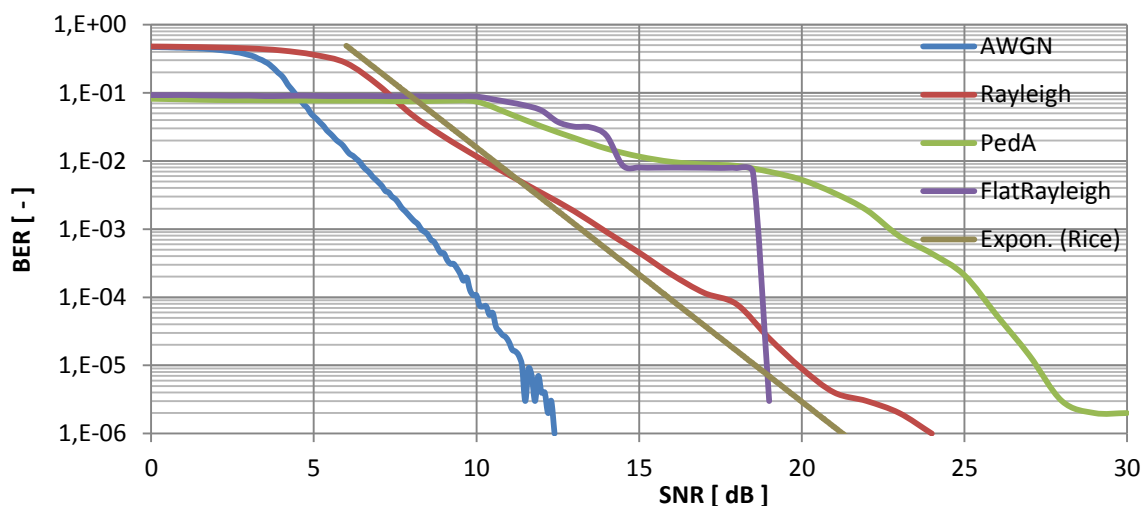
Graf č. 29: BER pro modulaci QPSK - uplink (normal CP)



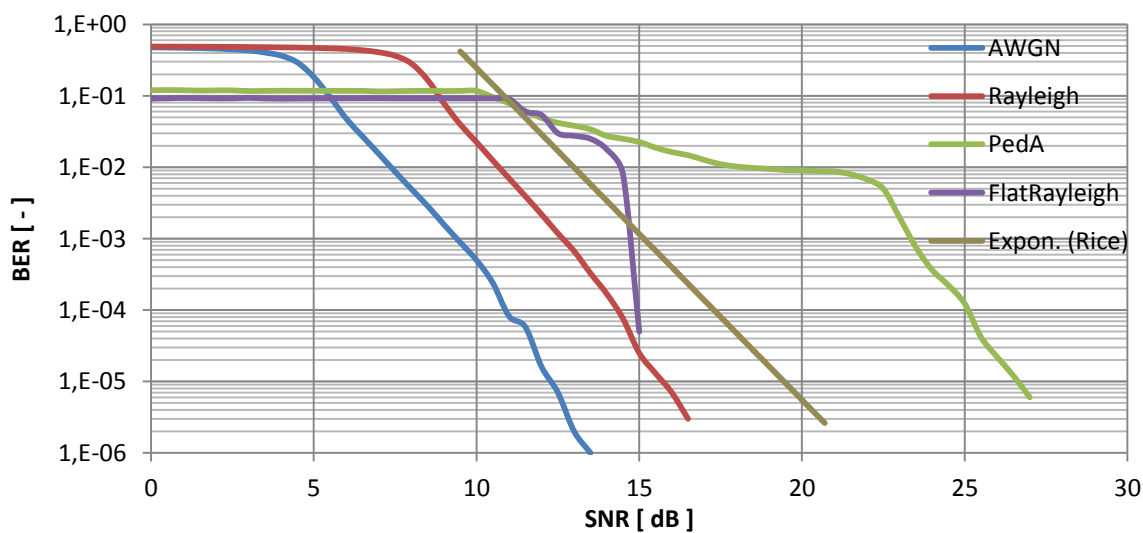
Graf č. 30: BER pro modulaci QPSK - downlink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875 \text{ MHz}$



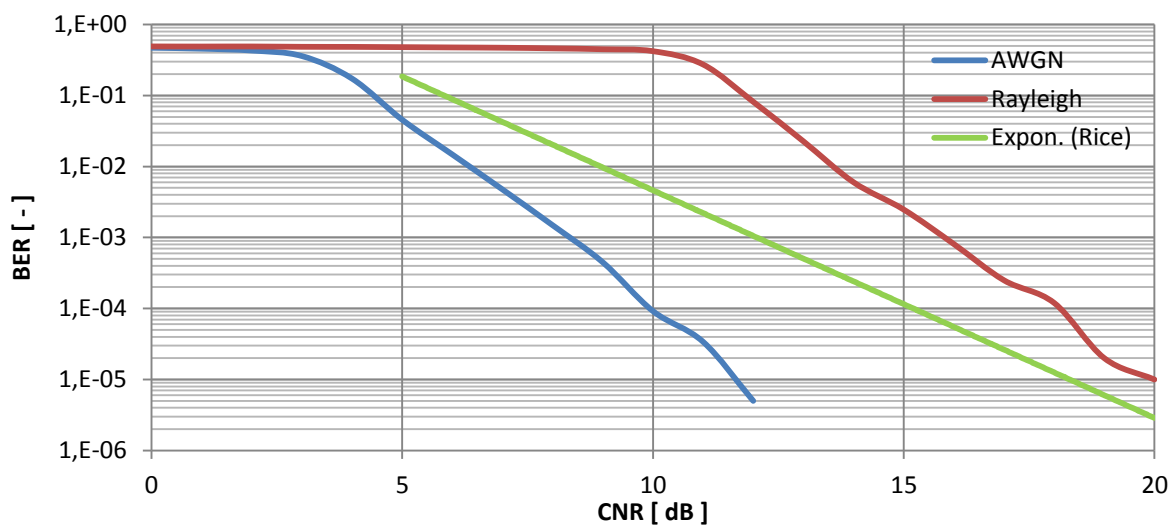
Graf č. 31: BER pro modulaci 16QAM - downlink (normal CP)



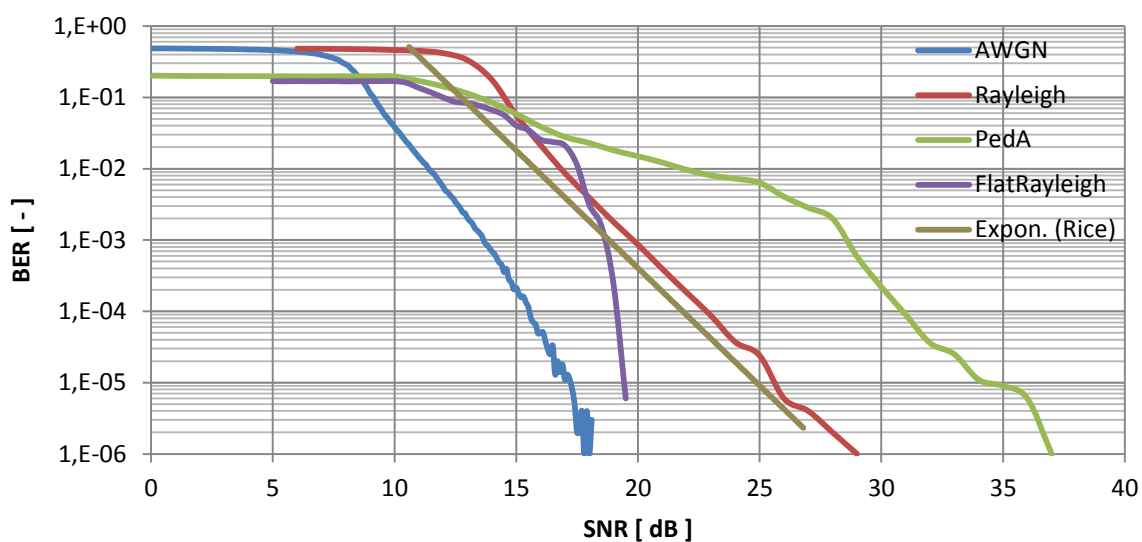
Graf č. 32: BER pro modulaci 16QAM - uplink (normal CP)



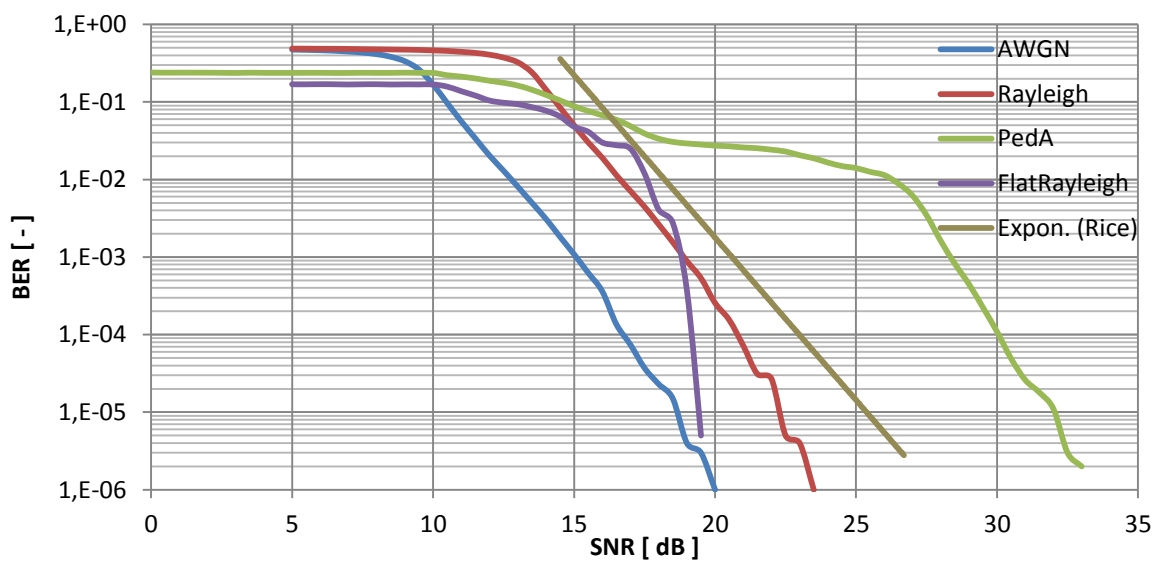
Graf č. 33: BER pro modulaci 16QAM - downlink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875 \text{ MHz}$



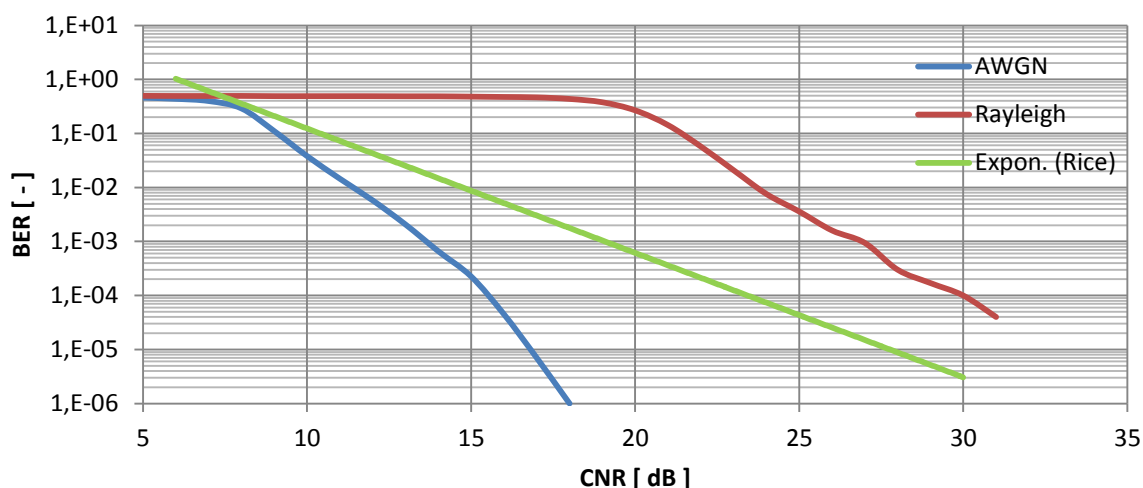
Graf č. 34: BER pro modulaci 64QAM - downlink (normal CP)



Graf č. 35: BER pro modulaci 64QAM - uplink (normal CP)



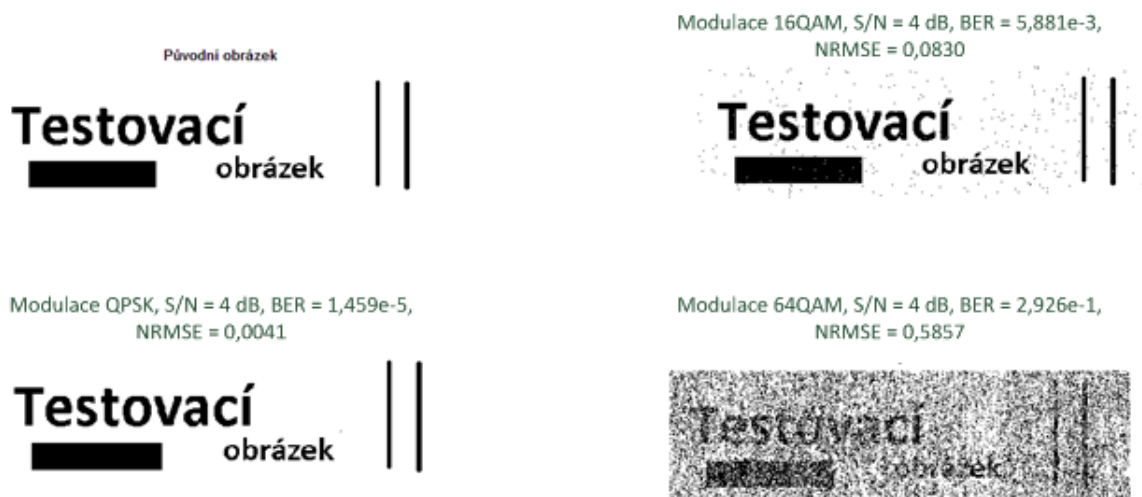
Graf č. 36: BER pro modulaci 64QAM - downlink (normal CP), $f_{\text{car}} = 875 \text{ MHz}$



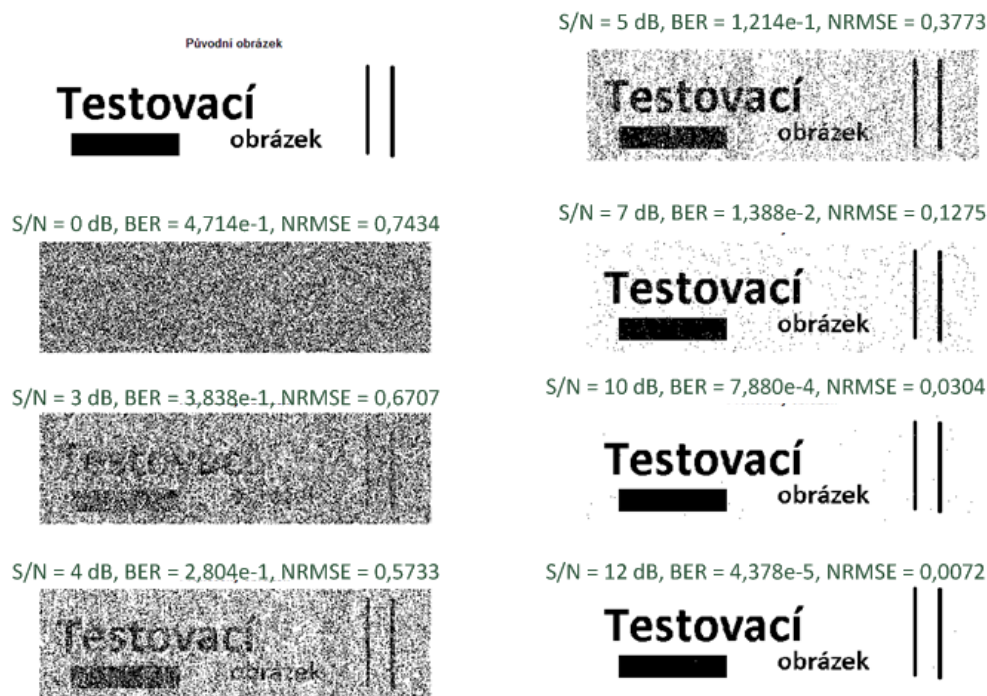
4.2 Měření zkreslení obrázku

Pro vizuální představu o vlivu chybovosti byl přenesen přes vytvořený model testovací obrázek a byly zaznamenány jeho podoby pro různé poměry S/N a pro jednotlivé typy modulací. Jelikož se objevují situace, kdy nemůžeme subjektivně rozhodnout o kvalitě přijímaného obrázku, byla vypočítána normalizovaná efektivní chyba NRMSE. Tato chyba udává vypočítanou odchylku od originálního obrázku a nabývá hodnot v intervalu 0 až 1, kdy nulová hodnota odpovídá bezchybnému příjmu. Všechna měření byla provedena pro AWGN kanál s šířkou pásma $B = 20 \text{ MHz}$, downlink, normal CP.

Vliv použité modulace v prostředí s konstantním poměrem S/N na přijímaný obrázek je patrný na Obr. č. 50. Pro vybranou modulaci 64QAM byly naměřeny obrázky pro proměnný parametr S/N (Obr. č. 51). S rostoucím poměrem S/N dochází k poklesu chybovosti.

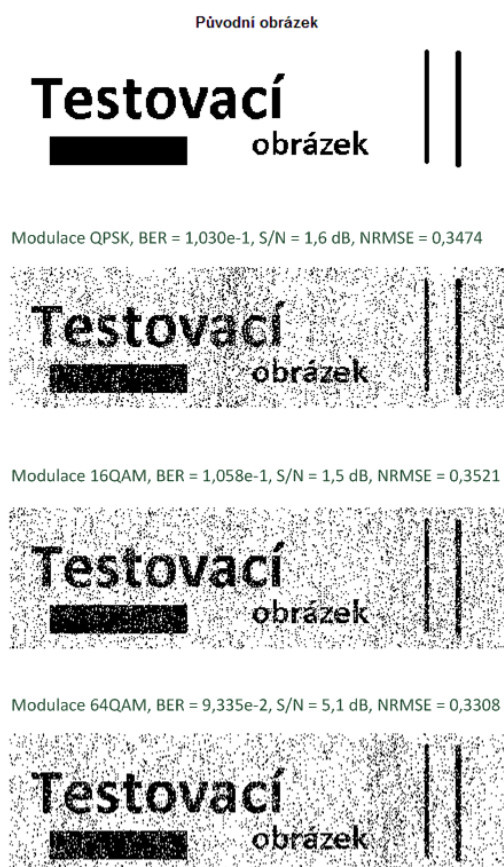


Obr. č. 50: Přijaté obrázky pro dané modulace s konstantním poměrem S/N



Obr. č. 51: Vliv poměru S/N na přijímaný obrázek - modulace 64QAM

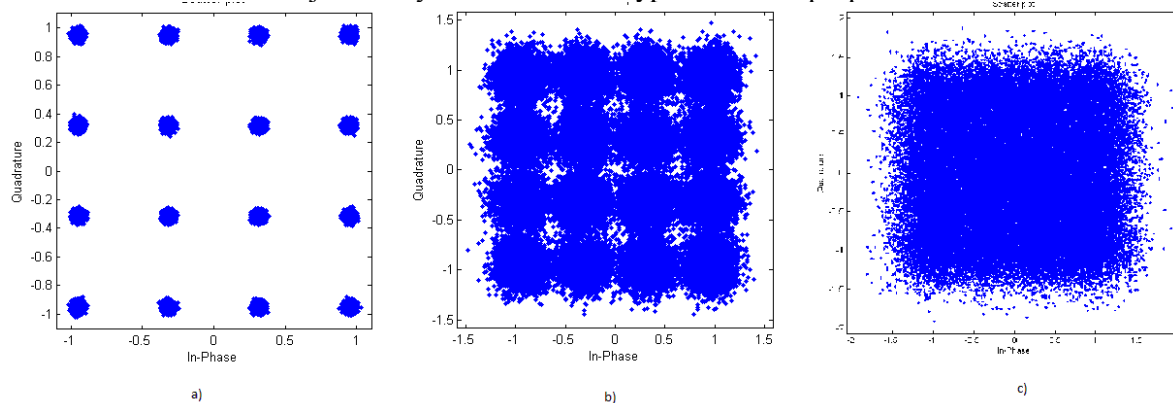
Při porovnání obrázků s konstantním parametrem chybovosti BER, můžeme subjektivně dojít k závěru, že modulace QPSK je v tomto případě nejhorší (Obr. č. 52). Přičemž vypočítaný parametr NRMSE zde stanovuje jako nejhorší modulaci 16QAM.



Obr. č. 52: Porovnání přijatého obrázku při konstantní chybovosti BER

4.3 Modulace

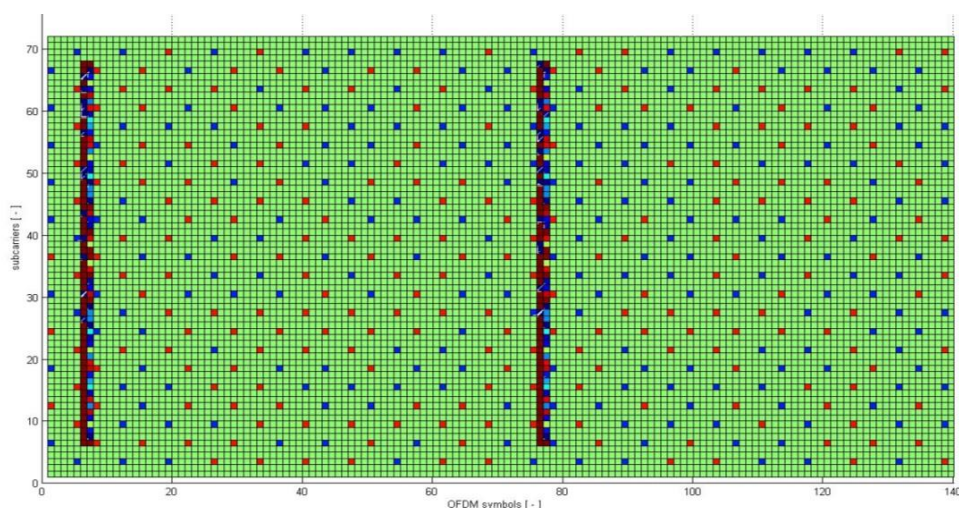
Ukázka rozložení jednotlivých stavů daného typu modulace při průchodu AWGN kanálem.



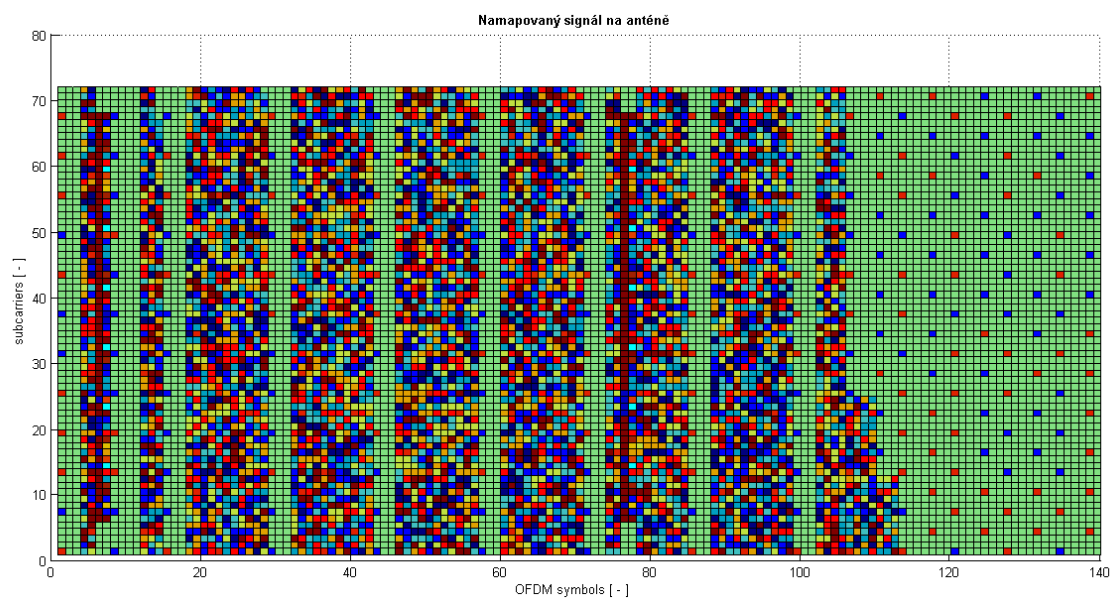
Obr. č. 53: Modulace 16QAM pro a) $C/N = 25 \text{ dB}$; b) $C/N = 5 \text{ dB}$; c) $C/N = 2 \text{ dB}$

4.4 Mapování rámce

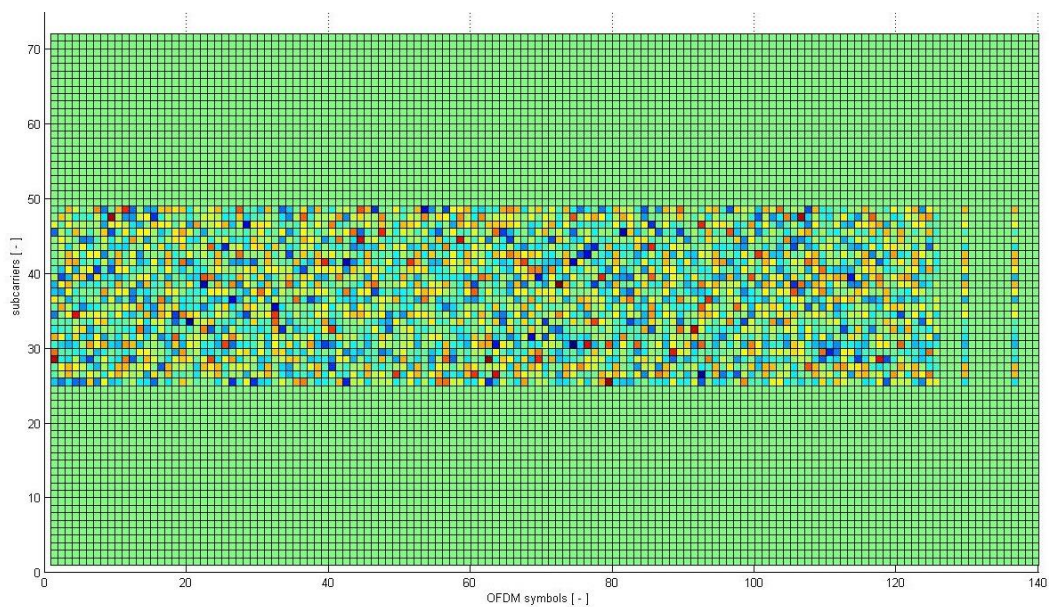
Na Obr. č. 54 je zobrazeno mapování synchronizačního a signalizačního signálu do mapovací matice. Dále je uvedeno kompletní namapování i s uživatelskými daty jak pro směr downlink (Obr. č. 55), tak i uplink (Obr. č. 56). Zelená oblast jsou neobsazené nosné.



Obr. č. 54: Mapovací rámec systému LTE s referenčními a synchronizačními signály ($B = 1,4 \text{ MHz}$) - downlink



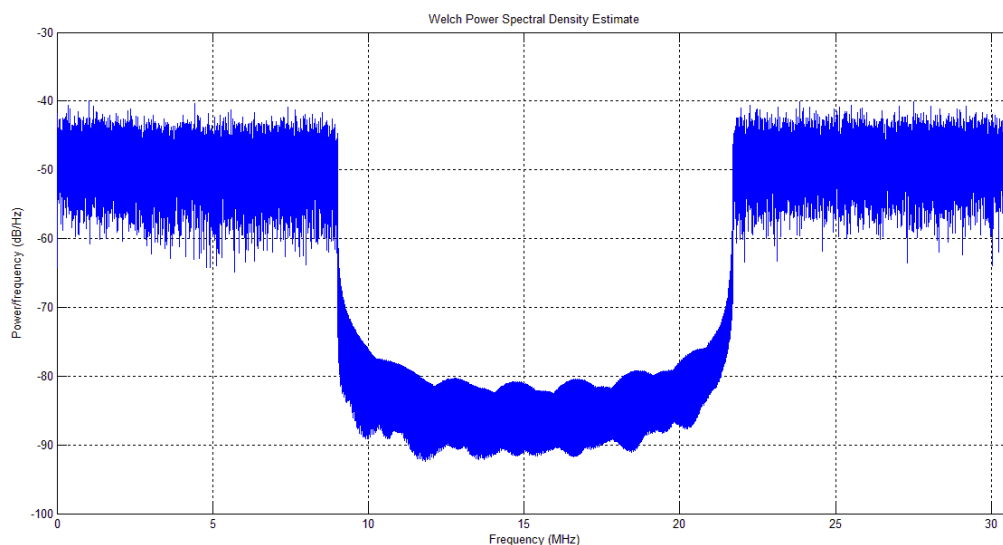
Obr. č. 55: Mapovací rámec systému LTE s přenášnými daty ($B = 1,4$ MHz) – downlink



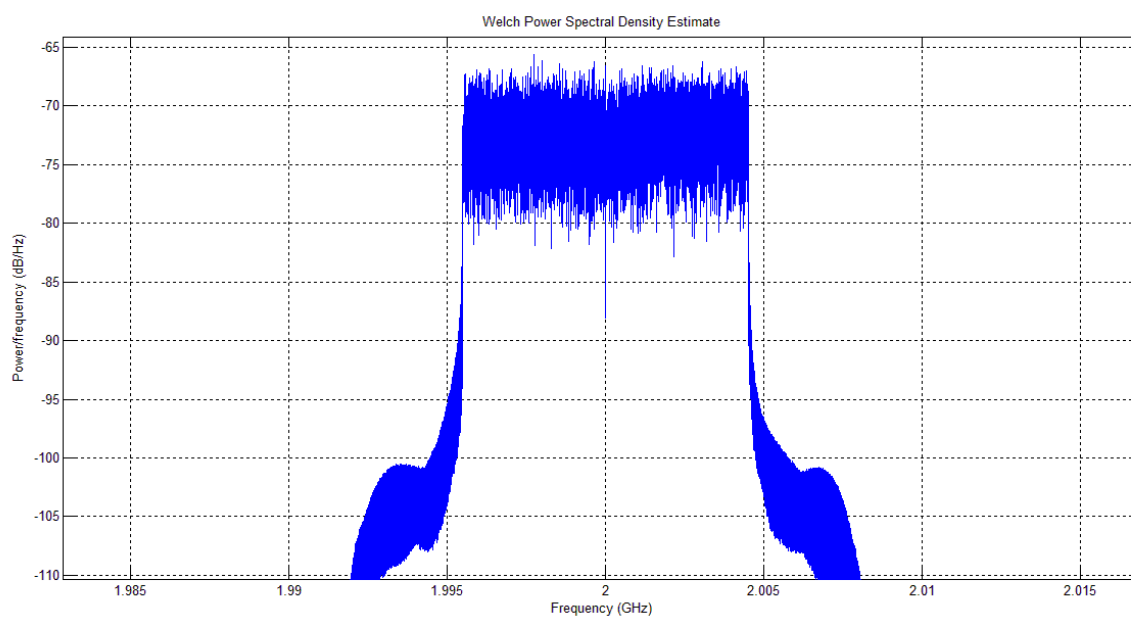
Obr. č. 56: Mapovací rámec systému LTE s přenášnými daty ($B = 1,4$ MHz) – Uplink (SC-FDMA)

4.5 Spektrum signálu

Ukázka spektra OFDM signálu v základním pásmu a po modulaci na VF nosnou.



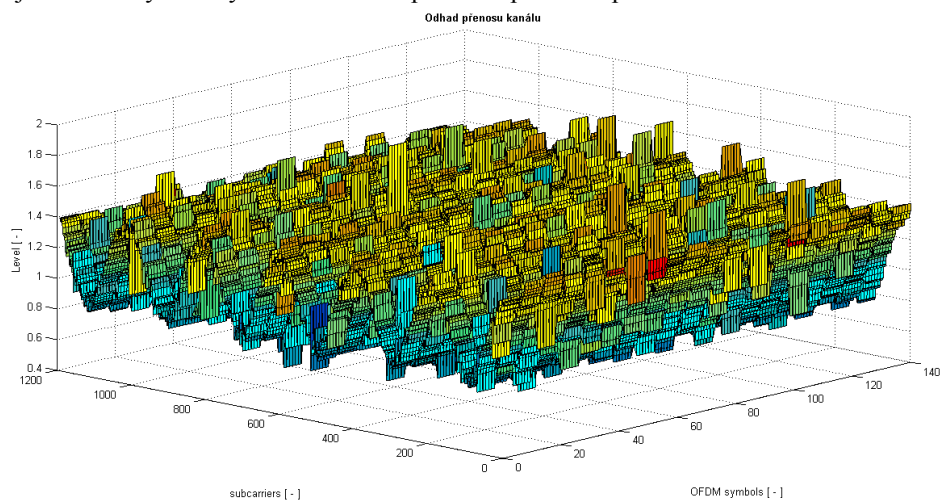
Obr. č. 57: Spektrum OFDM signálu v základním pásmu ($B = 20$ MHz) – downlink



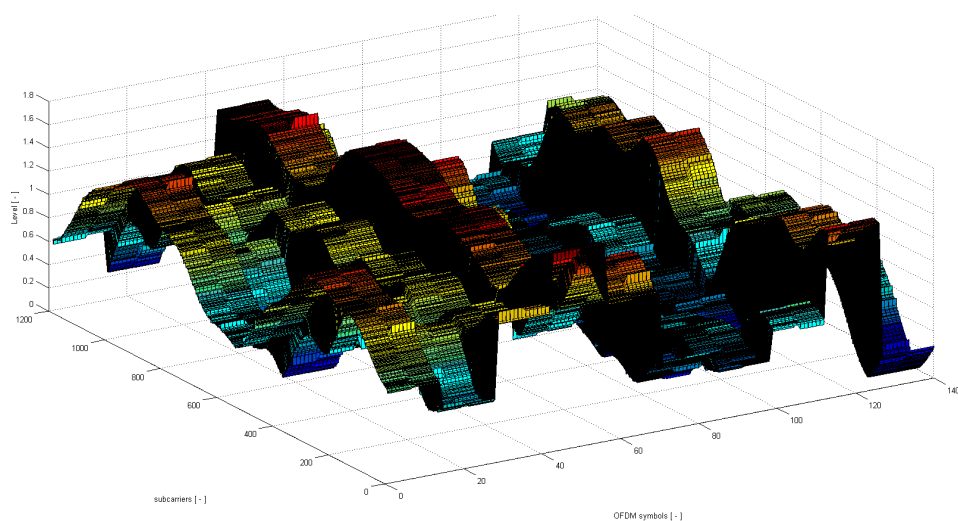
Obr. č. 58: Spektrum OFDM signálu modulovaného na VF nosnou 2GHz ($B = 10$ MHz) - downlink

4.6 Odhad kanálu

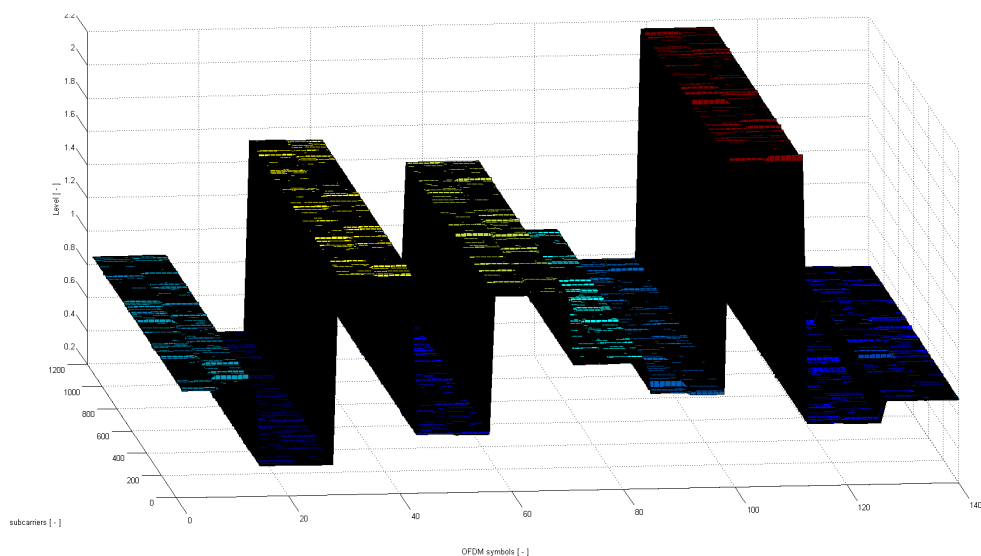
Zde jsou uvedeny ukázky odhadu kanálu pro dané prostředí pomocí realizovaného ekvalizéru.



Obr. č. 59: Odhad kanálu pro Rice kanál ($S/N = 20$ dB)



Obr. č. 60: Odhad kanálu pro Pedestrian-A kanál ($S/N = 20$ dB)



Obr. č. 61: Odhad kanálu pro FlatRayleigh kanál ($S/N = 20$ dB)

4.7 Výpočetní náročnost modelu

Výpočetní náročnost vytvořeného modelu je vysoká, obzvláště při modulaci na VF nosnou. Čas potřebný pro výpočet je různý dle konfigurace daného počítače. Všechny zde uvedené simulace byly prováděny na PC s konfigurací: Intel Core i5-2450 (2,9 GHz), NVidia GeForce GT 525M, 6GB RAM. Pro tuto konfiguraci jsou naměřené časové hodnoty uvedeny v Tab. č. 14. Pro měření byla vybrána modulace 64QAM. Zpracování dat v modelu bylo urychleno použitím grafického procesoru GPU (technologie CUDA), jak je patrné z naměřených hodnot. Doba výpočtu je stanovena pro jedno měření na konkrétní hodnotě S/N.

Tab. č. 14: Naměřená doba simulace pro vybrané rádiové kanály

Při: $B = 20$ MHz, normal CP, NID = 0, modulace 64QAM, $S/N(C/N) = 20$ dB, data = 10^6 bitů

Rádiový kanál	Doba simulace (s GPU)	Doba simulace (bez GPU)
AWGN	1 min 11 s	-
AWGN ($f_{\text{car}} = 875$ MHz)	3 min 22 s	6 min 12 s
AWGN ($f_{\text{car}} = 2$ GHz)	8 min 40 s	22 min 7 s
Rayleigh	1 min 13 s	-
Rayleigh ($f_{\text{car}} = 875$ MHz)	8 min 9 s	14 min 22 s
PedA (BlockFading)	1 min 17 s	-
PedA (FastFading)	1 hod 2 min	-
FlatRayleigh	1 min 9 s	-

Výpočet filtrace pomocí GPU je použit pouze při modulaci signálu na VF nosnou a zpět. Výpočet je značně omezen volnou pamětí GPU. Pro práci s velkým množstvím dat doporučuji zvýšit dostupnou paměť programu Matlab na co největší hodnotu, vyhneme se hlášení o nedostatku volného místa v paměti. Z důvodu příliš dlouhé doby simulace nebyly všechny charakteristiky měřeny s přesností větší než 10^{-5} . Ze stejného důvodu nebylo provedeno měření převzatých rádiových kanálů typu FastFading.

Závěr

Diplomová práce popisuje fyzickou vrstvu systému LTE, která je rozdělena do 4 podkapitol. Každá podkapitola odpovídá jednotlivým vydaným specifikacím (standardům) společnosti 3GPP uvedené v seznamu použité literatury. V první části nazvané Fyzické kanály a modulace jsou popsány jednotlivé fyzické kanály a signály, které jsou použity pro přenos a jejich mapování v systému LTE. V další části nazvané Multiplexování a kanálové kódování jsou podrobně rozebrány algoritmy zpracování binárních dat pro jednotlivé fyzické kanály a jejich zabezpečení. Kapitola Procedury ve fyzické vrstvě rozebírá procesy jako synchronizace a hledání buňky, HARQ proces, náhodný přístup a techniku adaptivní modulace. Důležité signály měřené na fyzické vrstvě jsou uvedeny ve čtvrté podkapitole.

V kapitole č. 3 je popsán vytvořený model v prostředí Matlab. Tento model byl doplněn o grafické rozhraní, které usnadňuje nastavení modelu a umožňuje vykreslit požadovaná data. Vzhledem k možnému použití ve výuce bylo grafické rozhraní doplněno o nápovědu k obsluze. Program je rovněž možné přepnout do anglického jazyka. Nad rámec zadání diplomové práce byl model pro směr downlink uzpůsoben pro zpracování dvou kódových slov na vysílací straně a mohl tak využít rozšířeného mapování na více antén (technika MIMO). Bohužel nebyl vhodně realizován MIMO přijímač, a proto model komunikuje ve směru downlink pouze s jednou anténou (SISO).

Výsledky simulace na vytvořeném modelu jsou uvedeny v kapitole č. 4. Pro simulaci byly použity rádiové kanály typu Rice, Rayleigh, AWGN, PedA a FlatRayleigh. Kanály AWGN, Rayleigh a Rice umožňují využít modulaci na vyšší kmitočty a měřit s parametrem C/N. Výsledky jsou uvedeny v kapitole č. 4 v naměřených grafech. Naměřené výsledky jsou ovlivněny způsobem použití ekvalizéru a především nově se generujícím přenosem kanálu pro každé nové měření. Např. při měření kanálu s parametrem C/N je vygenerovaný rádiový kanál uložen a při další hodnotě C/N je použit znovu. To neplatí při změně modulace, kdy se kanál generuje znovu. Vliv ekvalizéru je zřejmý v průběhu grafu č. 15 a č. 16, kdy modulace 16QAM dosahuje vyšší chybovosti než modulace 64QAM pro směr downlink. Pro směr uplink jsou referenční nosné umístěny na jiných místech a po celém kmitočtovém pásmu. Ostatní kanály (PedA, FlatRayleigh apod.) jsou v modelu označeny slovem Wien. Jedná se o rádiové kanály převzaté z modelu vytvořeného na TU ve Vídni. Tyto kanály umožňují zpracování pouze v základním pásmu. Pro pozorování vlivu zkreslení obrázku při průchodu rádiovým prostředím je věnována samostatná podkapitola. Mimo subjektivní hodnocení bylo použito i matematické vyjádření normalizované efektivní chyby NRMSE.

Z hlediska naměřené chybovosti se systém LTE řadí mezi nejlépe zabezpečené, jelikož je pro kanálové kódování použit turbo kódér. Při takovémto zabezpečení a modulaci QPSK můžeme detekovat signál i pod hranicí $C/N = 0$ dB. V našem případě s chybovostí kolem hodnoty 10^{-2} pro AWGN kanál. Pro maximální datový přenos s modulací 64QAM potřebujeme pro chybovost menší než 10^{-5} odstup C/N pro Rayleigh kanál větší než 32 dB, pro Rice kanál 28 dB a pro AWGN kanál 18 dB.

Seznam použité literatury

- [1] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP [on-line] , 2012 [citováno 2012-04-17]. Dostupné z WWW: < <http://www.3gpp.org/> >.
- [2] HANUS, Stanislav. Rádiové a mobilní komunikace III – Systém LTE. Elektronické skriptum, FEKT VUT v Brně, Brno, 2013 [cit. 2013-05-7].
- [3] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP TS 36.211 V 8.9.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation [on-line], 12/2009 [citováno 2012-04-17]. Dostupné z WWW: < <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36211.htm> >
- [4] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP TS 36.212 V8.8.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding [on-line],12/2009 [citováno 2012-04-17]. Dostupné z WWW: <<http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36212.htm> >
- [5] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP TS 36.213 V8.8.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures [on-line],09/2009 [citováno 2012-04-17]. Dostupné z WWW: < <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36213.htm> >
- [6] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP TS 36.214 V8.7.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer; Measurements [on-line],09/2009 [citováno 2012-04-17]. Dostupné z WWW: < <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36214.htm> >
- [7] Rumney,Moray. LTE and the Evolution to 4G Wireless: Design and Measurement Challenges 1.vyd., Agilent Technologies. 2009. 448 stran. ISBN 978-0-470-68261-6.
- [8] Zyren,Jim. Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer ,Freescale [online], 07/2007 [citováno 2012-04-18]. Dostupné z WWW: < http://www.freescale.com/files/wireless_comm/doc/white_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf >
- [9] Gessner,C. UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction, Rhode & Schwarz [online] 09/2008 [citováno 2012-04-18]. Dostupné z WWW: < http://www2.rohde-schwarz.com/file_10948/1MA111_2E.pdf >
- [10] Dutta,Aveek; Norton,Dave; Xiao,Jun. 3GPP LTE - Evolved UTRA - Radio Interface Concepts [online], [citováno 2012-04-18]. Dostupné z WWW: < <http://ecee.colorado.edu/~ecen4242/LTE/radio.htm> >
- [11] PROKOPEC, Jan. SYSTÉMY MOBILNÍCH KOMUNIKACÍ: Sítě pro mobilní datové služby. 1.vyd. Brno: Litera Brno, 2012. 186 s. ISBN 978-80-214-4498-0
- [12] SHARETECHNOTE. Tips for Basic Procedures: Precoding [online]. 7/2012 [citováno 2012-11-14]. Dostupné z WWW:< http://www.sharetechnote.com/html/BasicProcedures_LTE.html >
- [13] Bumbálek,Z. Modulační techniky v moderních bezdrátových sítích. [online], 2/2010 [citováno 2012-11-14]. Dostupné z WWW:< <http://access.feld.cvut.cz/view.php?cislocclanku=2010020004>>

- [14] Agilent Technologies. LTE Scrambler (LTE Downlink and Uplink Scrambler) – ADS 2008 Update 2 – Agilent EEsof Knowledge Center [online], [citováno 2012-11-14]. Dostupné z WWW: <http://edocs.soco.agilent.com/display/ads2008U2/LTE+Scrambler+%28LTE+Downlink+and+Uplink+Scrambler%29> <
- [15] Hanta, Burcu. SC-FDMA and LTE Uplink Physical Layer Design. [online] 12/2009 [citováno 2012-11-14]. Dostupné z WWW: <
http://www.lmk.int.de/fileadmin/Lehre/Seminar09/Ausarbeitungen/Ausarbeitung_Hanta.pdf >
- [16] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP TS 36.211 V 8.8.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities [on-line], 6/2011 [citováno 2012-11-14]. Dostupné z WWW: <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36306.htm>
- [17] HANZO, Lajos, Yosef AKHTMAN, Li WANG a Ming JIANG. *Mimo-OFDM for LTE, WIFI and Wimax*. 3. vyd. London: John Wiley and Sons, 2011. ISBN 978-0-470-68669-0.
- [18] LTE-the UMTS long term evolution: from theory to practise. Editor Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. Chichester: John Wiley, 2009, xxxv, 611 s. ISBN 978-0-470-69716-0.
- [19] C. Mehlführer, M. Wrulich, J. C. Ikuno, D. Bosanska and M. Rupp, "Simulating the Long Term Evolution Physical Layer," in Proc. of the 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009), Aug. 2009, Glasgow, Scotland. [Online].Available: http://publik.tuwien.ac.at/files/PubDat_175708.pdf
- [20] KRATOCHVÍL, Tomáš. Digitální televizní a rozhlasové systémy (MDTV) – Standard DVB-T/T2 pro přenos digitální televize. Prezentace k předmětu MDTV, FEKT VUT v Brně 10/2011 [cit. 2012-10-20].
- [21] STEEPEST ASCENT LTD. 4G Evolution Lab - LTE Toolbox: Channel Estimation [online]. 2009 [cit. 2013-05-08]. Dostupné z: <http://www.steepestascent.com/content/mediaassets/html/LTE/Help/Channel%20Estimation.html>
- [22] Matlab 2012b. MATHWORKS INC. LTE PHY Downlink with Spatial Multiplexing [online]. 2012 [cit. 2013-05-12]. Dostupný z: <http://www.mathworks.com/help/comm/examples/lte-phy-downlink-with-spatial-multiplexing.html>

Seznam zkratek

3GPP	3 rd Generation Partnership Project
AMC	Adaptive Modulation and Coding
CFI	Control Format Indicator
CP	Cyclic Prefix
CQI	Channel Quality Indicator
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSI	Channel State Information
CUDA	Compute Unified Device Architecture
DCI	Downlink Coding Signal
DMRS	Demodulation Reference Signal
DwPTS	Downlink Pilot Timeslot
eNB	Evolved Node Bs
EPC	Evolved Packet Core
E-UTRAN	Evolved Universal Terrestrial Radio
FDD	Frequency Division Duplex
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transformation
GI	Guard Interval
GPU	Graphic Processing Unit
GSM	Global System for Mobile
GUI	Graphic User Interface
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
ISI	Inter-symbol interference
L1	layer 1 (vrstva 1)
LTE	Long Term Evolution
MBSFN	Multi Broadcast Single Frequency Network
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MME	Mobility Management Entity
MU-MIMO	Multi User MIMO
N/ACK	Not/ Acknowledgement
NRMSE	Normalized Root Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PBCH	Physical Broadcast Channel
PCFICH	Physical Control Format Indicator
PDCCH	Physical Downlink Control Channel
PDN-GW	Packet Data Network Gateway
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
PHICH	Physical Hybrid ARQ Indicator Channel
PMCH	Physical Multicast Channel
PRACH	Physical Random Access Channel
P-SCH	Primary Synchronization Channel
PUCCH	Physical Uplink Control Channel
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RB	Radio Block
RI	Rank Indicator
RNTI	Radio Network Temporary Identification
RSCP	Received Signal Code Power
RSRP	Receive Signal Receive Power
RSRQ	Receive Signal Receive Quality
RSSI	Received Signal Strength Indicator
RV	Redundancy Version
SC-OFDM	Single Carrier OFDM
SGSN	Serving GPRS Support Node
S-GW	Serving Gateway
SRS	Sounding Reference Signal

S-SCH	Secondary Synchronization Signal
SU-MIMO	Single User MIMO
TA	Timing Advance
TDD	Time Division Duplex
TTI	Transmission Time Interval
UE	User Equipment
UpPTS	Uplink Pilot Timeslot